

Metrologische Infrastruktur für die HGÜ-Energiemesstechnik

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung des Grades eines Doktors
der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)
genehmigte

Dissertation

von Dipl.-Ing. Johann Meisner
aus Lusino (RUS)

eingereicht am:	10.12.2013
mündliche Prüfung am:	27.06.2014
1. Referent:	Prof. Dr.-Ing. Michael Kurrat
2. Referent:	Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried
Druckjahr:	2014

Vorwort

Die Arbeit entstand während meiner Tätigkeit im Fachbereich *Elektrische Energiemesstechnik* der *Physikalisch-Technischen Bundesanstalt* in Braunschweig. Es war ebenfalls eine projektgebundene Zusammenarbeit mit dem *Institut für Hochspannungstechnik und elektrische Energieanlagen*, kurz *elenia*, der Technischen Universität Braunschweig. In dieser Zeit habe ich von den Kollegen dieser beider Einrichtungen sehr viel fachliches Wissen hinzugewinnen und Unterstützung erfahren dürfen. Aus diesem Grund möchte ich mich ganz herzlich bei Prof. Dr.-Ing. Michael Kurrat, dem Leiter des Institutes für Hochspannungstechnik und Elektrische Energieanlagen für seine Betreuung als Doktorvater und seine Unterstützung während dieser Zeit bedanken. Mein weiterer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried für die Übernahme des Korreferats dieser Arbeit. Einen besonderen Dank möchte ich Prof. Dr.-Ing. Martin Kahmann, dem Leiter des Fachbereiches *2.3 Elektrische Energiemesstechnik* aussprechen. Er hat mich während dieser Zeit uneingeschränkt unterstützt, mir mit fachlichen und auch privaten Ratschlägen zur Seite gestanden und sich für die Voraussetzungen der reibungslosen Forschungsarbeit eingesetzt.

Den Herren Dr.-Ing. Enrico Mohns und Dipl.-Ing. (FH) Matthias Schmidt möchte ich für die fachliche Unterstützung und Zusammenarbeit danken. Die kompetente und kollegiale Umgebung hat sehr oft zu erfolgreichen Problemlösungen beigetragen. Ebenso möchte ich allen Kollegen des Fachbereiches *Elektrische Energiemesstechnik*, besonders jedoch der Arbeitsgruppe *Hochspannungsmesstechnik* unter der Leitung von Dr.-Ing. Wolfgang Lucas für eine harmonische und effektive Arbeitszeit danken.

Mein aufrichtiger Dank gilt dem ehemaligen Leiter des Institutes für Hochspannungstechnik der Technischen Universität Braunschweig und Präsident der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt a. D. Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. Dieter Kind. Prof. Kind war mit einem großen Interesse und wissenschaftlicher Neugier in vorderster Reihe bei der Entstehung des hier bearbeiteten Arbeitsgebietes. Durch sein Engagement hat er mein Interesse an diesem Thema geweckt und mir den Weg für meine berufliche Laufbahn geebnet.

Bei der Fachbereichssekretärin Frau Heike Klippert möchte ich mich für regelmäßige Hilfe in nahezu allen dienstlichen und bürokratischen Angelegenheiten bedanken. Gleichzeitig möchte ich mich für die vielen Anrufe und Fragen entschuldigen. Ich hoffe wir können auch weiterhin gemeinsam mit viel Spaß an der Arbeit die Probleme lösen und Unmögliches erbringen.

Für die ausgewogene und abwechslungsreiche Zeit an der PTB bin ich den Kollegen Dipl.-Ing. (FH) Matthias Schmidt, Dipl.-Ing. (FH) Michael Seckelmann, Timo Beckmann und Florian Pauling dankbar.

Dank sagen möchte ich allen, die mir bei der schriftlichen Ausarbeitung der Dissertation mit Korrekturen und Formulierungsvorschlägen zur Seite gestanden haben. Insbesondere ist hier meine Schwiegermutter Sibylle, die sich ohne fachliches Wissen kapitelweise durch das Manuskript gearbeitet hat, hervorzuheben.

Ein sehr großer Dank gebührt meinen Eltern Alexander und Lilia Meisner, ohne die ich meine berufliche Laufbahn niemals gemeistert hätte. Der größte Dank gilt jedoch meiner Frau Annika Meisner, die seit mehr als 6 Jahren in allem zu mir hält und mich mit ihrer Art glücklich macht.

Braunschweig, Dezember 2013

Johann Meisner

Kurzfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Infrastruktur für die HGÜ-Energiemesstechnik an der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt aufgebaut. Im Fokus stehen hier die für die Hochspannungs-Gleichstromübertragung notwendigen Möglichkeiten zur Rückführung von Sensoren und Messgeräten auf nationale Normale, um das gesetzliche Messwesen sowie die korrekte Messung und Abrechnung der transportierten elektrischen Energie im Bereich der HGÜ sicherzustellen. Dies beinhaltet Messeinrichtungen für hohe Gleichstromwandler bis $\pm 2.000 A_{DC}$ und Gleichspannungsteiler bis $\pm 300.000 V_{DC}$. Die verwendeten Signalformen für die Hochspannungs- und Hochstrommessungen beinhalten dabei neben den grundlegenden DC-Komponenten auch überlagerte Wechselanteile im Frequenzbereich bis 20 kHz, welche als Nachbildung der reellen Signalverzerrungen in der HGÜ aufgrund von Umrichtern dienen. Die überlagerte Erzeugung und korrekte Erfassung solcher Mischsignale bilden den Kern dieser Arbeit. Die durch die gezielten Verzerrungen hervorgerufenen Störungen der DC-Sensoren sind Mittelpunkt der wissenschaftlichen Untersuchungen mit Hilfe der aufgebauten Messeinrichtungen. Desweiteren wird die Kalibrierung von DC-Leistungsmessgeräten und DC-Energiezählern auf Kleinsignalebene mit Mischströmen und -spannungen in dieser Arbeit behandelt. Dabei werden sowohl herkömmliche analoge Messgeräte als auch neuartige digitale Ausführungen dieser berücksichtigt. Abschließend werden die erreichten Messunsicherheiten der aufgebauten Messeinrichtungen unter Verwendung der geltenden Richtlinien präsentiert.

Die Grundzüge einer metrologischen Infrastruktur für die HGÜ-Metrologie an der PTB sind im Rahmen dieser Arbeit und des Forschungsprogramms *European Metrology Research Programme* (EMRP) geschaffen worden. In Zusammenarbeit mit dem *Institut für Hochspannungstechnik und Elektrische Energieanlagen* der *Technischen Universität Braunschweig* wurde diese Arbeit gezielt auf die Problematik der fehlenden metrologischen Infrastruktur auf dem Gebiet der HGÜ-Messtechnik ausgelegt.

Abstract

Within the scope of this work, the infrastructure of "Metrology for HVDC energy supply" has been set up at the Physikalisch-Technische Bundesanstalt. Hereby, the activities are focused on the capacities which are necessary in the field of high-voltage direct current (HVDC) transmission to enable the traceability of sensors and measuring devices to national standards for the purposes of legal metrology and in order to ensure the correct measurement and billing of the electric energy transported within the HVDC. This includes measuring equipment for DC current transducers up to $\pm 2,000 \text{ A}_{\text{DC}}$ and DC voltage dividers up to $\pm 300,000 \text{ V}_{\text{DC}}$. The signal forms used for high-voltage and high-current measurements thereby contain – apart from the basic DC components – also superposed AC components in the frequency range up to 20 kHz which serve as an emulation of the real signal distortions in the HVDC due to converters. The superposed generation and correct acquisition of such mixed signals represent the core of this work. The disturbances of the DC sensors caused by the targeted distortions are the focus of the scientific investigations carried out with the aid of the measuring facilities set up. Furthermore, the calibration of DC power measuring instruments and of DC energy meters at the low-signal level with mixed currents and mixed voltages is dealt with in this work. Hereby, both conventional, analogue and novel, digital measuring instruments will be considered. In conclusion, the measurement uncertainties attained with the measuring facilities set up will be presented using the directives currently valid.

The main features of a metrological infrastructure for HVDC metrology at PTB have been provided within the scope of this work and of the *European Metrology Research Programme* (EMRP). In cooperation with the *Institut für Hochspannungstechnik und Elektrische Energieanlagen* (Institute of High-voltage Technology and Electric Power Systems) of the *Technische Universität Braunschweig*, this work was specially designed to solve the issue of the lack of a metrological infrastructure in the field of HVDC metrology.

Abkürzungsverzeichnis

A/D	Analog/Digital
AC	alternating current
BBPlG	Bundesbedarfsplangesetz
BIMP	Bureau International des Poids & Mesures
BMWi	Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie
CC-Typ	current-to-current Typ
CMC	calibration and measurement capabilities
CSC	current source converter
CT	current transformer
CV-Typ	current-to-voltage Type
D/A	Digital/Analog
DAkkS	Deutsche Akkreditierungsstelle
dB	Dezibel
DC	direct current
DCI	Gleichstrom
DCV	Gleichspannung
DENA	Deutsche Energie-Agentur
DKD	Deutscher Kalibrierdienst
DVM	Digitalvoltmeter
EMRP	European Metrology Research Program
EWEA	European Wind Energy Association
FFT	fast fourier transform
FIFO	first in first out
FSR	full scale range
GPS	global positioning system
GUM	Guide of the Expression of Uncertainty in Measurement
HGÜ	Hochspannungs-Gleichstromübertragung
HVDC	high voltage direct current (deutsch: HGÜ)
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LSB	last significant bit
MAZI	Marx und Zirpel Messsystem
OP	Operationsverstärker
ppm	parts per million
pps	pulse per second
PTB	Physikalisch-Technisch Bundesanstalt
RMS	root mean square
SMD	surface-mounted device
THD	total harmonic distortion
TK	Temperaturkoeffizient
UMAS	Universal Measuring Application System
VRS	voltage ratio system
VSC	voltage source converter
VSG	value stream generator
VT	voltage transformer

Inhalt

Vorwort	4
Kurzfassung	6
Abstract	7
Abkürzungsverzeichnis	8
Inhalt	10
1. Einleitung und Motivation	12
2. Vorhandene metrologische Basis	16
2.1. Vorstellung der PTB	16
2.2. Struktur der PTB.....	17
2.3. Vorhandene PTB Messeinrichtungen	18
2.3.1. DC Hochspannungsmesseinrichtung im Fachbereich 2.3	18
2.3.2. Gleichstrom unter 100 A im Fachbereich 2.1 der PTB.....	19
2.4. Stand der HGÜ-Messtechnik.....	20
3. Konzept zum Aufbau des Arbeitsgebietes	23
3.1. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für Stromsensoren.....	25
3.1.1. Erzeugung von Gleichströmen mit Ripple-Anteil.....	27
3.1.2. Messung von Gleichströmen mit Ripple-Anteil.....	29
3.2. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für Spannungssensoren	32
3.2.1. Erzeugung von Gleichspannungen mit Ripple-Anteil	34
3.2.2. Erfassung von Gleichspannungen mit Ripple-Anteil	36
3.3. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für Gleichstromzähler	38
3.3.1. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für analoge Gleichstromzähler..	38
3.3.2. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für digitale Gleichstromzähler ...	41
4. Aufbau der Prüfeinrichtungen für Stromsensoren	44
4.1. Gleichstrommessplatz bis 2000 A	44
4.1.1. Aufbau des Gleichstrommessplatzes bis 2000 A	44
4.1.2. Definition des Stromwandlers	53
4.1.3. Methode der Gleichstromkalibrierung	56

4.1.4.	Rückführung des Gleichstrommessplatzes	60
4.1.5.	Berechnung der Messunsicherheit.....	72
4.2.	Mischstrommessplatz bis 2000 A _{DC} und 20 A _{AC}	79
5.	Aufbau der Prüfeinrichtungen für Spannungssensoren	86
5.1.	DC Hochspannungs-Messeinrichtung der PTB	86
5.2.	Erzeugung reproduzierbarer Welligkeit auf Hochspannungspotential	88
5.3.	Messsystem zur Erfassung von Ripple auf hohen Gleichspannungen	92
5.3.1.	Frequenzganganalyse der HV-Welligkeits-Messeinrichtung	99
5.3.2.	Spannungsabhängigkeit des Hochspannungs-Kondensators C ₁	101
5.3.3.	Mess- und Auswertungssoftware	102
5.3.4.	Untersuchungen mit dem Messsystems	104
6.	Aufbau der Prüfeinrichtung für Gleichstromzähler	106
6.1.	Gleichstrom-Energiezähler mit analogen Eingängen.....	106
6.1.1.	DC-Leistungsmessplatz für reine DC-Signale	106
6.1.2.	DC-Leistungsmessplatz für veränderliche HGÜ-Signale	111
6.2.	Gleichstrom-Energiezähler mit digitalen Eingängen	125
7.	Zusammenfassung und Ausblick	131
	Literaturverzeichnis.....	135
	Allgemeine Literatur	135
	Eigene Veröffentlichungen	138
	Gesetze, Normen, Richtlinien und interne PTB Dokumentationen.....	140
A1.	Spezifikationen von Quellen und Messgeräten	141
A2.	Untersuchungen an den Präzisionswiderständen	144
A3.	Berechnung der Messunsicherheit.....	146
A4.	Position des Ripplegenerators	154
A5.	Softwareoberfläche	157
A6.	Vergleichswerte der DC-Gleichleistungsmessung.....	159
	Abbildungsverzeichnis	161

1. Einleitung und Motivation

Bereits vor mehr als 100 Jahren waren die zwei Übertragungssysteme der elektrischen Energie Gleichstrom und Wechselstrom bekannt und haben sich in dem „Stromkrieg“ konkurriert. Aufgrund von ausschlaggebenden Vorteilen auf Seiten der Wechselstromübertragung, wie zum Beispiel der einfachen Transformation der Übertragungsspannung auf ein höheres und damit verlustärmeres Niveau, konnte diese Technologie für die folgenden Jahre die Oberhand behalten und zu einem Verbundnetz in Deutschland und Europa führen. Mit der Weiterentwicklung der Technologien und neuen Herausforderungen in der Energieversorgung sind jedoch neue Anforderungen an das Übertragungsnetz aufgetreten. Eine Verschiebung der Energieerzeuger zu lastfernen Gebieten aufgrund von regenerativen Energiequellen und der Abschaltung von Stromerzeugern mittels Kernenergie führt zu einer deutlichen Belastung des bestehenden Verbundnetzes, welches fortan auch die Rolle des Transportnetzes tragen muss. Bundesweit betrachtet führt dies zu einer Verlagerung der elektrischen Energiequellen von Süd- nach Norddeutschland bei gleichbleibenden Verbraucher-Ballungszentren. Aus diesem Grund ist im Rahmen des Netzausbaus die Verstärkung des elektrischen Energienetzes durch Erweiterung der bestehenden und Errichtung von neuen Energietransporttrassen vorgesehen. Der von der Bundesnetzagentur 2012 bestätigte Netzentwicklungsplan der Übertragungsnetzbetreiber sieht neben den 26 erforderlichen Maßnahmen des Netzausbaus mittels Wechselstromtechnologie auch sechs Gleichstrom-Energietransportsysteme als notwendig an. Darunter sind drei Nord-Süd-Korridore, zwei internationale Verbindungen sowie eine bilaterale Offshore-Anbindung. [DENA12], [BBPIG], [ABB13]

Die Hochspannungs-Gleichstromübertragung (HGÜ) als innovatives Mittel der Energiewende ist bereits seit vielen Jahren in aller Munde und nicht zuletzt nach dem Beschluss des Bundesbedarfsplangesetzes zur Beschleunigung des Netzausbaus in Deutschland [BBPIG] als eine zukünftige Technologie verabschiedet. Gerade auf dem Gebiet der Offshore-Windpark-Anbindung ist und wird die HGÜ eingesetzt. Hier wird auch eine Vermaschung dieser einzelnen Übertragungsstrecken diskutiert. In Abbildung 1.1 ist eines der vielen Szenarien dargestellt. In der von der *European Wind Energy Association* (EWEA) veröffentlichten Karte ist solch ein HGÜ-Netz

aufgezeigt. Dabei verbindet das vermaschte Netz nicht nur Offshore-Parks untereinander, sondern auch mehrere Länder mit mehreren Netzbetreibern. [DENA12], [BBPIG], [EWEA]

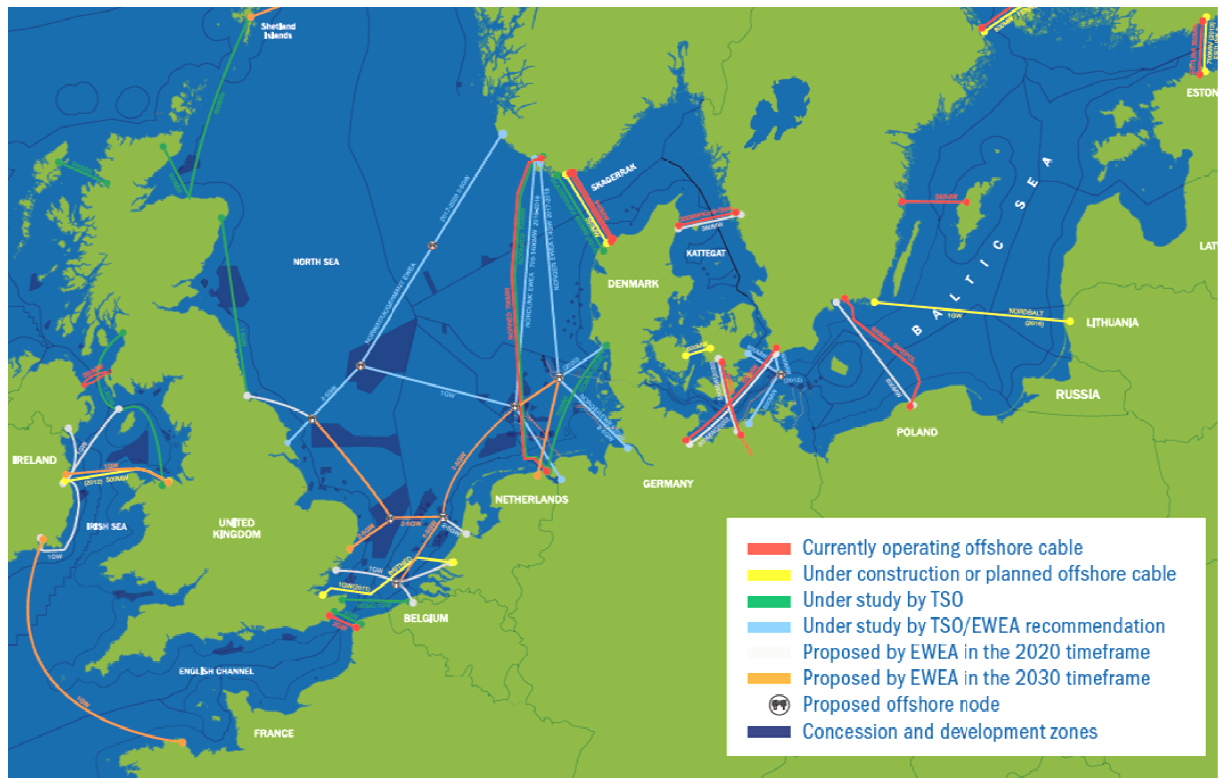


Abbildung 1.1: Szenarium eines Offshore-HGÜ-Netzes [EWEA]

Aus technischer Sicht ist die Vermaschung von HGÜ's mit der VSC (voltage source converter) Technologie spätestens nach der Realisierung von DC-Leistungsschaltern möglich. Jedoch entstehen bei einem international verknüpften Netz oder einem Netz mit mehr als nur einem Betreiber verlust- und abrechnungsrelevante Herausforderungen. In Abbildung 1.2 wird dies anhand einer Grafik verdeutlicht. In einem Netz wie diesem ist ein ständiger Energietransport zwischen den drei Ländern gegeben. Die auftretenden Verluste an den Umrichtern, den Leitungen und den Verknüpfungspunkten hängen dabei von vielen Faktoren, wie Leitungslängen, Betriebsart oder Spannungshöhe ab. Die präzise Messung der elektrischen Größen Gleichstrom und Gleichspannung ist die Voraussetzung für eine korrekte Energiemessung und Abrechnung zwischen den Teilnehmern. Hierfür ist sowohl eine

Standardisierung der Mess- und Abrechnungsvorgänge als auch die Rückführung aller eingesetzten Messmittel auf nationale Normale notwendig. [EWEA]

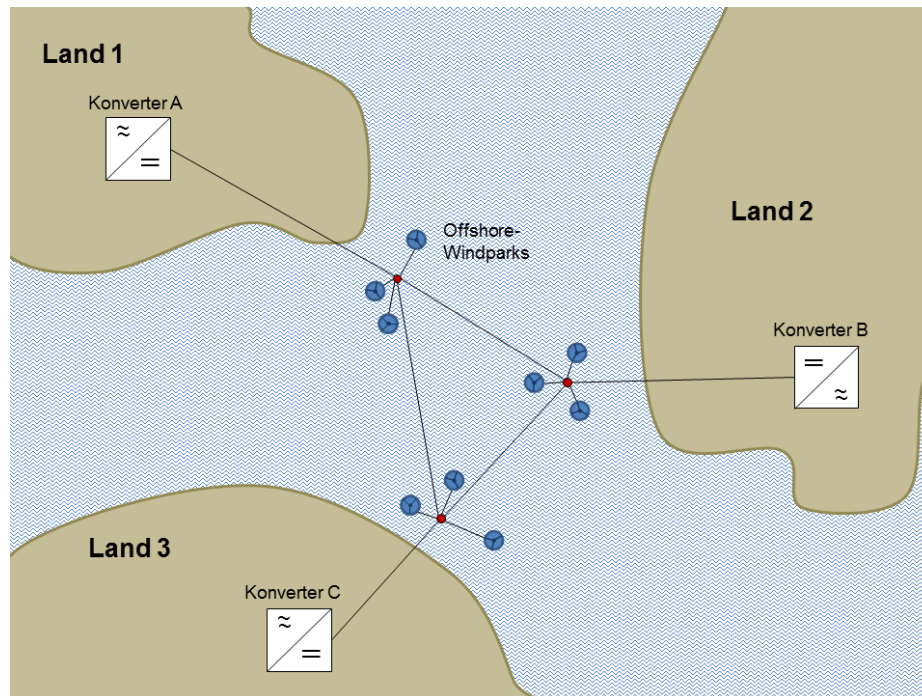


Abbildung 1.2: Szenario eines vermaschten internationalen HGÜ-Netzes

Für einen modernen Industriestaat ist eine leistungsfähige Infrastruktur für das Messen, Normen, Prüfen und für die Qualitätssicherung eine Grundvoraussetzung. Hierfür trägt das nationale Metrologieinstitut der Bundesrepublik Deutschland, die Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), die gesetzlich festgeschriebene Verantwortung. Als technische Oberbehörde des Ministeriums für Wirtschaft und Technologie (BMWi) hat die PTB nach § 13 des Gesetzes über das Mess- und Eichwesen (Eichgesetz) den spezifischen staatlichen Auftrag, unter anderem die Sicherung der Einheitlichkeit des gesetzlichen Messwesens insbesondere durch wissenschaftliche Forschung zu bearbeiten, sicherzustellen und zu übergeben. Weiterhin ist die PTB für die Prüfung der Normalgeräte und Prüfungshilfsmittel der zuständigen Behörden und der staatlich anerkannten Prüfstellen verantwortlich. Diese Festlegungen führen dazu, dass die PTB auf die zukünftigen Herausforderungen auf dem Gebiet der Gleichstromübertragung bereits jetzt vorbereitet sein muss, um die rasant wachsende Industrie in der Forschungs- und

Entwicklungszeit unterstützen zu können. Weiterhin können die gewonnenen Erkenntnisse den nationalen und internationalen Normungsgremien bei deren Standardisierungsarbeiten dienen. Aus diesen Gründen besteht eine dringende Entwicklung von Rückführungsmöglichkeiten für HGÜ Messeinrichtungen. Hierzu gehören die DC-Messeinrichtungen für Hochstrom und Hochspannung unter verzerrten Bedingungen sowie Gleichleistungs- bzw. Energiemesseinrichtungen. [PTB-S]

Im Rahmen des Forschungsprogramms *European Metrology Research Programme* (EMRP) und in Zusammenarbeit mit dem *Institut für Hochspannungstechnik und Elektrische Energieanlagen* der *Technischen Universität Braunschweig*, kurz *elenia*, wurde diese Arbeit gezielt auf die Herausforderungen der fehlenden metrologischen Infrastruktur auf dem Gebiet der HGÜ-Messtechnik ausgelegt. [EMRP][EURA]

2. Vorhandene metrologische Basis

2.1. Vorstellung der PTB

Die Physikalisch-Technische Bundesanstalt, das nationale Metrologieinstitut Deutschlands, steht für die Messtechnik mit höchster Genauigkeit, Zuverlässigkeit und den Fortschritt in dieser für die Gesellschaft, Wirtschaft und Wissenschaft. Als Bundesinstitution und technische Oberbehörde des Bundesministeriums für Wirtschaft und Technologie (BMWi) ist die PTB eine der wichtigsten Einrichtungen nicht nur in der nationalen sondern auch der internationalen Metrologie.

Die Kernaufgabe der PTB besteht in der Grundlagenforschung und Entwicklung im Bereich der Metrologie. Dies dient als Basis für die Aufgaben der PTB in den folgenden Bereichen:

1. die Bestimmung von Fundamental- und Naturkonstanten,
2. die Darstellung, Bewahrung und Weitergabe der gesetzlichen Einheiten des SI-Systems,
3. die Sicherheitstechnik,
4. die Dienstleistung und Messtechnik für den gesetzlich geregelten Bereich und die Industrie sowie
5. den Technologie-Transfer.

Mittels der eigenen Grundlagenforschung und dem ständigen internationalen Vergleich der Messeinrichtungen und der Messergebnisse mit anderen nationalen Metrologieinstituten, ist die PTB langfristig in der Lage die weltweit anerkannte Kompetenz zu sichern und auszubauen. Zudem helfen europäische Metrologie-Projekte und Kooperationen mit Universitäten, der Industrie und anderen Forschungseinrichtungen beim flexiblen Reagieren auf kurzfristige Fragestellungen. [PTB12]

2.2. Struktur der PTB

Die PTB besteht aus folgenden 9 wissenschaftlich-technischen Abteilungen, von denen zwei am Standort Berlin sind.

1. Mechanik und Akustik
2. Elektrizität
3. Chemische Physik und Explosionsschutz
4. Optik
5. Fertigungsmesstechnik
6. Ionisierende Strahlung
7. Temperatur und Synchrotronstrahlung
8. Medizinphysik und metrologische Informationstechnik
9. Wissenschaftlich-technische Querschnittsaufgaben

Diese Arbeit ist in der Abteilung 2 „Elektrizität“, welche in 6 Fachbereiche unterteilt ist, im Fachbereich 2.3 „Elektrische Energiemesstechnik“ entstanden. Der Fachbereich „Elektrische Energiemesstechnik“ umfasst die Fachgebiete Messwandler und Sensoren, Hochspannungs-, Leistungs- und Energiemesstechnik. Es werden Bauartzulassungen für Messgeräte sowie Kalibrierungen der Normalgeräte der staatlich anerkannten Prüfstellen in den genannten Fachgebieten durchgeführt. Weiterhin ist die ständige Weiterentwicklung von Messverfahren und Messeinrichtungen ein wichtiger Punkt des Fachbereiches. Hierfür werden ebenfalls Kooperationen mit Industrie und weiteren nationalen Metrologieinstituten im Rahmen von Forschungsprojekten durchgeführt. [PTB12]

2.3. Vorhandene PTB Messeinrichtungen

2.3.1. DC Hochspannungsmesseinrichtung im Fachbereich 2.3

In den letzten Jahrzehnten wurden an der PTB umfangreiche Arbeiten im Bereich der Präzisionsmesstechnik für Gleichspannungen durchgeführt. Bereits in den 1970er Jahren wurde der erste Präzisions-Widerstandsteiler für eine maximale Spannung von 300 kV an der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt aufgebaut, untersucht und als Primärnormal bestätigt (Abbildung 2.1). Dieser Spannungsteiler, der T300, besteht aus 300 gewickelten Drahtwiderständen „Megatron 9070“ und hat einen Maßstabsfaktor von $M = 300$. Während der Untersuchungen wurde eine erweiterte Messunsicherheit von $2,8 \cdot 10^{-5}$ festgestellt. [PEIE79]



Abbildung 2.1: Kalibriereinrichtung für DC-Hochspannung an der PTB

Linkes Bild: Steuerpult mit Messgeräten, Quellen und Spannungsstandard
Rechtes Bild: links – T300 Spannungsteiler; rechts MT100 Spannungsteiler;
mittig – 300 kV Hochspannungsquelle

In den folgenden Jahrzehnten wurden weitere Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der Präzisions-DC-Hochspannungsmessung durchgeführt. An der PTB wurde nicht nur eine DC-Hochspannungsquelle mit Oberwellengehalt unter 2 %, sondern auch ein neues Primärnormal aufgebaut (Abbildung 2.1). So wurde 2001 der Präzisionsspannungsteiler MT100 im „IEEE - Transaction on Instrumentation and

Measurement“ [MARX01] veröffentlicht. Der MT100 besteht aus 101 gewickelten Drahtwiderständen mit einem Gesamtwiderstandswert von 1 GΩ und ist für eine maximale Gleichspannung von 100 kV ausgelegt.

Die Widerstandshelix des MT 100 ist in einem temperierten Gas-Druckgefäß untergebracht. Aufgrund einer Anpassung von Widerständen mit unterschiedlichen Temperaturkoeffizienten aufeinander und der Feldsteuerung mit einem parallelen Kapazitätsteiler konnte unter Betrachtung aller Fehlereinflüsse eine erweiterte Messunsicherheit von $2 \cdot 10^{-6}$ erreicht werden. Dies wurde mittels einer Vergleichsmessung mit dem Normal-Spannungsteiler des Australischen Metrologie-Institutes NML (National Measurement Laboratory) nachgewiesen und 2003 beim „International Symposium on High Voltage Engineering“ veröffentlicht. [MARX01],[MARX03]

Die gesamte Messeinrichtung für die Kalibriertätigkeiten mit hohen Gleichspannungen wurde auf nationale Normale zurückgeführt. In diesem Rahmen und unter Betrachtung des Qualitätsmanagements wurden Unsicherheitsanalysen für die Messsysteme mit drei verschiedenen Spannungsteilern durchgeführt. Die Dokumentation der Unsicherheitsbetrachtungen ist im Anhang A3 dargestellt.

2.3.2. Gleichstrom unter 100 A im Fachbereich 2.1 der PTB

Im Fachbereich 2.1 „Gleichstrom und Niederfrequenz“ der PTB beschäftigt sich die Arbeitsgruppe 2.11 „Gleichstrommesstechnik“ mit der Kalibrierung von DC-Gleichstromsensoren. Dabei ist die maximale Stromstärke mit 100 A festgelegt. Als Unterstützung der Forschung und Entwicklung in der Metrologie für die Wirtschaft wurden Verbesserungen der Messmöglichkeiten bei Gleichstromstärken im Bereich 1 A bis 100 A in den vergangenen Jahren durchgeführt. Hierfür wurden die bisher eingesetzten Gleichstromwiderstände durch neuartige Gleichstromwandler ersetzt. Das erlaubte eine Verbesserung der Messunsicherheit um den Faktor drei. In der CMC-Datenbank der internationalen Kalibrier- und Messungsbefähigungen (Calibration and Measurement Capabilities) ist diese Messeinrichtung mit einer erweiterten Messunsicherheit von 3 µA/A verzeichnet. [PTB13],[BIMP13]

Der eingesetzte Stromkomparator des Unternehmens *Guildline* bietet hier die gewünschte Messgenauigkeit für Gleichströme. Das *Modell 9923* erlaubt bei einem Umsetzungsfaktor von 1000:1 (100 A : 100 mA) eine Genauigkeit von 1 $\mu\text{A/A}$. Unter Berücksichtigung des nachgeschalteten Normalwiderstandes kann die oben angegebene erweiterte Messunsicherheit von 3 $\mu\text{A/A}$ erreicht werden. [GUI94]

2.4. Stand der HGÜ-Messtechnik

Die Energieversorgung in Deutschland und Europa basiert größtenteils auf dem Drehstromsystem. Im Laufe der Jahrzehnte entstand ein auf mehreren Spannungsebenen überlagertes Maschennetz, welches die in den zentralen und dezentralen Kraftwerken erzeugte Energie zum Verbraucher führt und verteilt. Die Gleichspannung spielte in der Energieübertragungsebene bisher nur eine untergeordnete Rolle. Seit der rasanten technologischen Entwicklung der Hochspannungs-Gleichstromübertragung - gerade mit der Nutzung von selbstgeführten auf IGBT-Technologie basierenden Umrichtern - und der Notwendigkeit immer größere Energiemengen auf immer größeren Entfernungen verlustarm transportieren zu müssen, nimmt der Einsatz der HGÜ stark zu. Die Möglichkeit große Energiemengen mittels Gleichstromseekabeln durch Gewässer zu befördern führte zu Verbindungen zwischen Offshore-Energieerzeugern und dem Festland. [DENA12], [KIM09]

Weltweit entstanden seit den späten 50er Jahren eine Vielzahl an Hochspannungs-Gleichstromstrecken, welche fast ausschließlich als Punkt-zu-Punkt Verbindungen realisiert sind. Auch zukünftige Projekte, wie die von der Bundesregierung im Rahmen des Netzausbaus beschlossenen Gleichstrom-Korridore, werden vorerst als Punkt-zu-Punkt Strecken realisiert. Die Überlegungen dieser Verbindung des bestehenden Drehstromnetzes mit mehreren HGÜ-Transportkorridoren sind durch die gravierende geografische Verschiebung der Erzeuger elektrischer Energie entstanden. Mit Blick auf die Weiterentwicklung des Aufbaus von erneuerbaren Energien werden in den kommenden Jahrzehnten weitere Gleichstromsysteme als Energieverschiebung in Deutschland notwendig sein. Dabei kann sich die Korridorstruktur bis zu den 2030er Jahren als tragfähig erweisen. Jedoch wird schon

jetzt die Vermaschung dieser Einzelstrecken diskutiert. Solch ein Gleichstromnetz würde das bestehende Drehstromnetz massiv entlasten und zu erhöhter Flexibilität führen. Gerade im Bereich der Offshore-Energieerzeugung werden solche Möglichkeiten in zahlreichen Projekten und Vorhaben, wie zum Beispiel unter der Leitung der *European Windenergy Association* (EWEA), bewertet. [ABB13], [BBPIG], [DENA12], [EWEA]

Die bisherige Erfassung der übertragenen Energie einer Punkt-zu-Punkt Verbindung geschieht auf beiden Drehstromseiten der Übertragungsstrecke (Abbildung 2.2). Für die Bestimmung der Energie und der durch die HGÜ verursachten Verluste ist dies vollkommen ausreichend. Die Messmittel hierfür sind aufgrund der jahrelangen Erfahrungen gut bekannt und können in akkreditierten Laboratorien kalibriert werden. Dies ermöglicht die gesetzlich festgelegte korrekte Messung und Abrechnung der transportierten Energie. Die Erfassung der Gleichspannung und des Gleichstromes geschieht in solchen Verbindungen ausschließlich für Regelungs- und Kontrollzwecke.

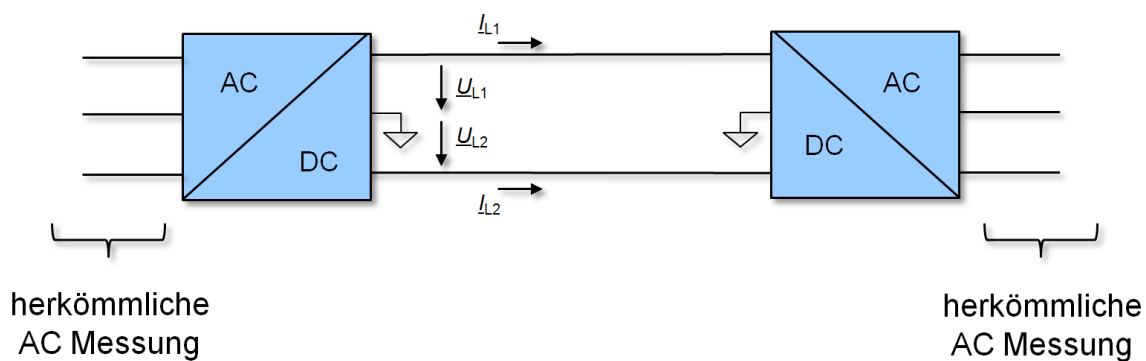


Abbildung 2.2: Herkömmliche Erfassung der Energie zur Überwachung und Verrechnung

Wie in der Einleitung schon beschrieben, ist allerdings bei einer Vermaschung des HGÜ-Netzes, insbesondere zwischen mehreren Netzbetreibern oder Ländern, diese Art der Messung nur bedingt möglich. Die Verluste der im Netz befindlichen Betriebsmittel, Kabel und Konverter führen in solch einem Fall natürlich zu einer fehlerhaften Kostenverteilung. Aus diesem Grund ist spätestens beim Aufbau von

vermaschten HGÜ-Netzen eine genormte und kalibrierte Messtechnik, bestehend aus Spannungssensoren, Stromsensoren und Leistungsanalysatoren bzw. Energiezählern, notwendig. Damit unmittelbar verbunden ist die Notwendigkeit der metrologischen Basis hierfür. Es bedeutet, dass die Eigenschaften der eingesetzten Sensoren, Analysatoren, Messgeräte und Zähler mittels des gesetzlichen Messwesens eindeutig bestimmt sein müssen.

Wie im folgenden Kapitel beschrieben wird, sind DC-Sensoren für Hochspannung und Hochstrom in unterschiedlichen Ausführungen kommerziell erhältlich. Die Kalibrierung dieser mit reinen Gleichsignalen ist bereits in einigen wenigen akkreditierten Laboratorien ebenfalls möglich. Jedoch ist die Berücksichtigung der tatsächlichen Signalformen von Gleichstromübertragungsstrecken bisher nicht erfolgt. Je nach Topologie der HGÜ entstehen auf den Gleichspannungssignalen Restwelligkeiten, welche zur Verfälschung der Messergebnisse und sogar zur Beeinträchtigung der Funktionalität der eingesetzten Messsensoren und -geräte führen können. Weiterhin sind bei Umkehrvorgängen der Energieflussrichtungen Messgeräte mit hoher Empfindlichkeit bei niedriger Messbereichsausnutzung notwendig, um die geforderten Messgenauigkeiten zu ermöglichen. [BIMP13]

Diese Schwierigkeiten heißt es metrologisch auszuräumen. Dafür müssen die Messeinrichtungen für DC-Hochstrom und DC-Hochspannung mit überlagerten Wechselanteilen bis hin zu mehreren Tausend Hertz aufgebaut werden. Als notwendige Bandbreite der Normalmesseinrichtungen wird in dieser Arbeit die Grenze von 20 kHz vorgeschlagen, wobei die Energieanteile sich mit steigenden Frequenzen der Schwingungen in reellen Anwendungen verringern. Die selbstgewählte Bandbreite ermöglicht die Betrachtung der relevanten Frequenzanteile im Bereich weniger Kilohertz. Gleichzeitig werden Frequenzen über 20 kHz nicht mit bewertet, da diese energetisch irrelevant sind und ohnehin von den Filtereinrichtungen nach der AC-DC-Konvertierung beseitigt werden. Auch im Falle der DC-Leistungsmessgeräte und Energiezähler sind neue Messeinrichtungen für die Kalibrierung notwendig. Hier sind kommerzielle Geräte für die HGÜ bisher eher Ausnahmen. Hinzu kommen noch digitale Lösungen, welche zunehmend auch im AC-Netz eingesetzt werden.

3. Konzept zum Aufbau des Arbeitsgebietes

Als Gesamtkonzept des Aufbaus des Gebietes Gleichstrom-Energiemesstechnik an der PTB wird in dieser Arbeit die Zusammenstellung dreier unterschiedlicher Messbereiche dargestellt. Zur Erfassung und Bewertung der Gleichstromenergie in einem beliebigen Punkt einer Übertragungsstrecke werden die einzelnen Größen der Gleichspannung und des Gleichstromes benötigt. Weiterhin sind die Verzerrungen auf diesen Signalen für die korrekte Ermittlung der DC-Leistung und damit der DC-Energie relevant, da solche Verzerrungen zu ungewollten Fehleigenschaften der Sensoren und Messabweichungen der Messmittel führen können. Das Ziel dieser Arbeit ist der Aufbau von zurückgeführten Messeinrichtungen, mit Hilfe derer die Kalibrierung von Sensoren in den beschriebenen Bereichen durchgeführt werden kann. In den folgenden Unterkapiteln werden die Einrichtungen zur Prüfung und Kalibrierung von Gleichstromsensoren, Gleichspannungssensoren und DC-Energiezähler beschrieben.

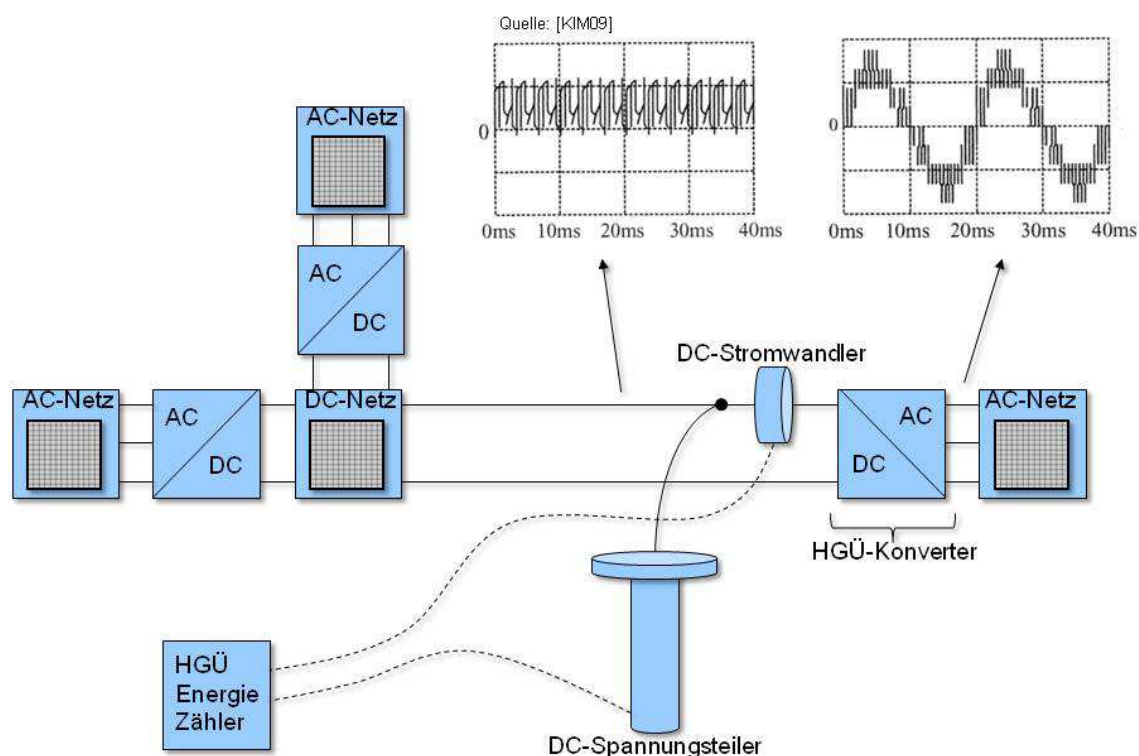


Abbildung 3.1: Übersicht über die notwendigen Messeinrichtungen

Allgemein kann die Notwendigkeit der Messeinrichtungen an Abbildung 3.1 gut beschrieben werden. Hier ist eine Vernetzung der Hochspannungs-Gleichstromübertragung sehr vereinfacht dargestellt. Das gezeigte HGÜ-Netz verfügt über drei Ein- bzw. Ausspeisepunkte, welche jeweils über einen HGÜ-Konverter mit dem AC-Netz verbunden sind. Um nun die in beliebige Richtungen fließende DC-Leistung präzise erfassen zu können, benötigt man geeignete Messsensoren für Strom und Spannung sowie Leistungs- oder Energiemessgeräte. Die Herausforderung dabei liegt in der Vielfalt der möglichen Signalformen. Je nach HGÜ-Konverter-Topologie unterscheiden sich die Signalformen, die auftretenden Harmonischen der Schaltvorgänge sowie die verwendete Filterung der Signale. Die Aufgabe der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt ist in diesem Fall die Rückführung der Messgeräte auf diesem Gebiet anzubieten. Aus diesem Grund werden, wie in Abbildung 3.1 erkennbar ist, Prüfeinrichtungen für AC-fähige DC-Hochstromsensoren, AC-fähige DC-Hochspannungssensoren sowie AC-DC Leistungs- bzw. Energiemessgeräte benötigt. Aufgrund der durch Schaltvorgänge verursachten Überlagerungen auf den Strom- bzw. Spannungssignalen, in dieser Arbeit im Folgenden „Ripple“ genannt, reicht es nicht aus die Messplätze lediglich auf DC-Signale auszulegen. Die Ripplebeeinflussung der DC-Messqualität der Sensoren und Messgeräte sowie die Präzision der Messung dieser Ripple müssen an den oben beschriebenen Messplätzen durchgeführt werden können. Deshalb sind zweierlei Aspekte bei der Erstellung der genannten Messplätze relevant. Zum Einen ist die präzise Messung der DC-Signale mit zurückgeführten Einrichtungen selbst bei Beanspruchung mit überlagerten AC-Signalen notwendig. Zum Anderen ist eine stabile und reproduzierbare Erzeugung von ripple-enthaltenden DC-Signalen auf einer Leitung erforderlich. Um diese Ziele zu realisieren sind folgende Kalibriereinrichtungen notwendig:

- ratiometrische Prüfeinrichtung für DC-Hochstromsensoren mit
 - reinen Gleichströmen und
 - ripple-überlagerten Gleichströmen,
- ratiometrische Prüfeinrichtung für DC-Hochspannungssensoren mit

- reinen Gleichspannungen und
- ripple-überlagerten Gleichspannungen,
- ratiometrische Prüfeinrichtung für DC-Leistungs-/Energiesmessgeräte mit
 - reinen Gleichleistungen und
 - ripple-überlagerten Gleichleistungen.

In den folgenden Unterkapiteln wird das Konzept für den Aufbau der oben genannten Kalibrier- /Prüfeinrichtungen für DC- und Mischgrößen beschrieben. Dabei soll die AC-Wirkleistung nicht betrachtet werden, da aufgrund der Umrichtertopologien jeweils nur der Hochstrom oder die Hochspannung eine bedeutsam hohe Welligkeit aufweist und deshalb die Amplituden des Leistungsspektrums klein und damit irrelevant sind.

3.1. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für Stromsensoren

Die Erfassung von Gleichströmen kann mittels unterschiedlicher Sensoren erfolgen. Grundsätzlich lässt es sich zwischen den *konventionellen* und den *nicht konventionellen* Stromsensoren unterscheiden. Dabei werden definitionsgemäß alle Messwandler welche nicht mit den Konventionen der PTB-Anforderungen und Regeln in [PTB09] und [PTB77] übereinstimmen als *nicht konventionell* bezeichnet. In der Normung werden aufgrund der eben beschriebenen, unpraktischen Definitionsweite die Wandler in konventionelle und elektronische Wandler unterteilt. Jedoch ist die Übereinstimmung zwischen elektronischen Wandlern und nichtkonventionellen Wandlern sehr groß. In Abbildung 3.2 sind unterschiedliche Stromsensor-Typen aufgezeigt. [SEIF02]

Je nach Einsatzbereich und Anforderungen kann zwischen den verschiedenen Sensortypen gewählt werden. Für die in dieser Arbeit diskutierten Einsatzbereiche (DC-Strommessung mit überlagerten Frequenzanteilen) sind folgende grundlegende Anforderungen an die Stromsensoren gegeben:

- Gleichstromfähigkeit für Gleichstromstärken von 100 A und bis zu einigen kA

- Breitbandigkeit für Wechselstromanteile mit Frequenzen von bis zu 20 kHz
- Genauigkeit der Gleichstrom- und Wechselstrommessung im ppm-Bereich
- Variable Übersetzungsverhältnisse für unterschiedliche Messbereiche

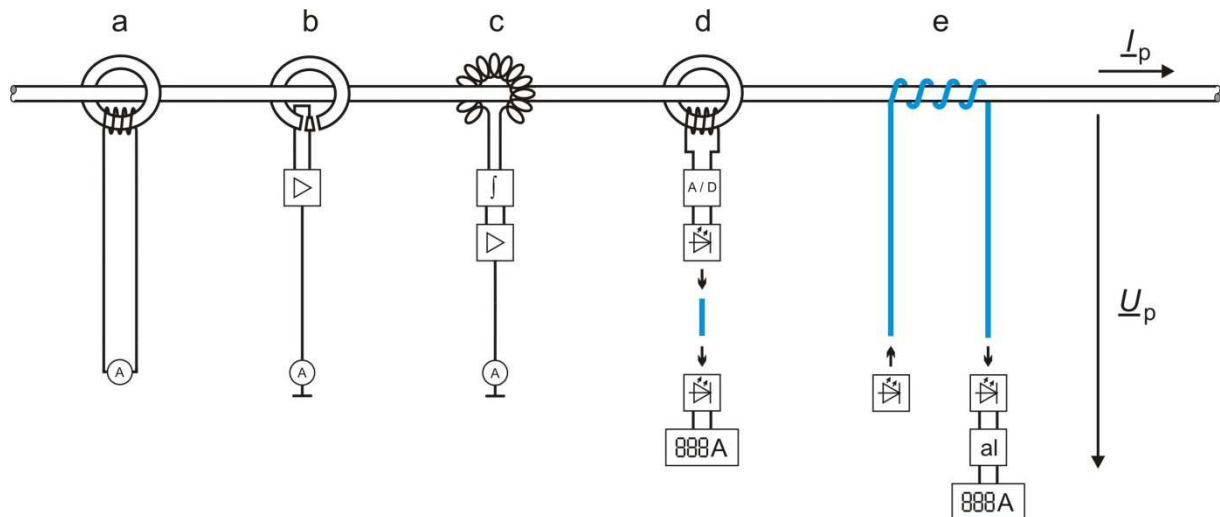


Abbildung 3.2: Messprinzip konventioneller und nicht-konventioneller Stromwandler [SEIF02]

- a) induktiver Stromwandler
- b) Hall-Sonde
- c) Rogowski-Spule
- d) induktiver Stromwandler mit digitaler, optischer Schnittstelle
- e) magnetooptischer Stromwandler (Faraday-Effekt)

Ein besonderer, in der obigen Abbildung nicht erwähnter Sensortyp ist der Nullflusswandler. Solch ein Wandler ist sowohl für Gleichstrom als auch für Wechselstrommessungen geeignet und kann somit auch zur gleichzeitigen Erfassung dieser Stromformen genutzt werden. Aufgrund der hervorragenden Eigenschaft des Nullflusswandlers bei der Gleichstrommessung hat sich dieser Typ in der Präzisionsmesstechnik durchgesetzt. Die hohe Präzision dieser Stromwandler, auch bei kleinen Strömen, wird in den Kapiteln 4.1.2 und 4.1.4 ausführlich beschrieben. Eine weitere Variante bieten Mess-Shunts, welche jedoch einen geringen Verlustanteil mit sich führen und auch empfindlicher gegen äußere elektromagnetische Einflüsse sind. Zudem bieten Mess-Shunts keine galvanische Trennung zwischen Lastkreis und Messsystem. Aus diesem Grund wird in dieser

Arbeit zur Rückführung von Gleichströmen auf die Nullflusswandler zurückgegriffen.
[JECK04]

3.1.1. Erzeugung von Gleichströmen mit Ripple-Anteil

Die Erzeugung von hohen Gleichströmen mit einem Ripple-Anteil lässt sich sowohl thematisch als auch elektrisch in zwei Zweige separieren. Zum Einen ist die Erzeugung eines stabilen Gleichstromes mit geringer Welligkeit notwendig. Zum Anderen ist die Implementierung von Wechselstromüberlagerungen auf diesem Gleichstrom erforderlich. Der Größenunterschied zwischen dem Wert des hohen Gleichstromes im kA-Bereich und dem Effektivwert der Ripple, im niederen Ampere-Bereich, liegt im Bereich von 10:1 bis 1000:1. Es ist daher notwendig die Ripple-Amplitude variabel und unabhängig von der Gleichstromamplitude generieren zu können.

Der Gleichstromanteil in einer Prüfeinrichtung für AC-fähige Gleichstromsensoren ist in diesem Fall die Kalibriergröße und muss deshalb stabil sein. Die Kurzzeitstabilität dient der Vergleichbarkeit der Messgröße während einer Messung. Im Falle einer ungenügenden Kurzzeitstabilität der Quelle und einer zeitlich verschobenen Vergleichsmessung ist das Signal ungleich und kann deshalb nur unter erheblicher Erhöhung der Messunsicherheit verwendet werden. Die Relevanz der Stabilität der Quelle unterscheidet sich je nach Messverfahren. Bei einer gleichzeitigen Messung von Prüfling und Referenz mit je einem Messgerät ist eine lineare Drift der Quelle nicht relevant.

Die Erzeugung der Ripple, welche dem Gleichsignal überlagert werden müssen, kann mittels unterschiedlicher Verstärker erfolgen. Dabei wird ein geringer Strom von einigen Ampere oder eine geringe Spannung von einigen Volt in einen Strom mit gewünschter Amplitude verstärkt. Um eine möglichst nahe Annäherung an reale Signale zu ermöglichen, muss dieser Strom im selben Strang wie der hohe Gleichstrom fließen. Die Quellen des hohen Gleichstromes sowie des überlagerten Ripple-Stromes dürfen keine Beeinflussung oder Belastung der jeweils anderen Quelle verursachen.

Die Verknüpfung des Gleichstrom- und Wechselstromanteils zum sogenannten Mischstrom kann entweder durch Parallelschaltung von zwei Stromkreisen oder durch direkte Verstärkung von Kleinsignalen durchgeführt werden (Abbildung 3.3).

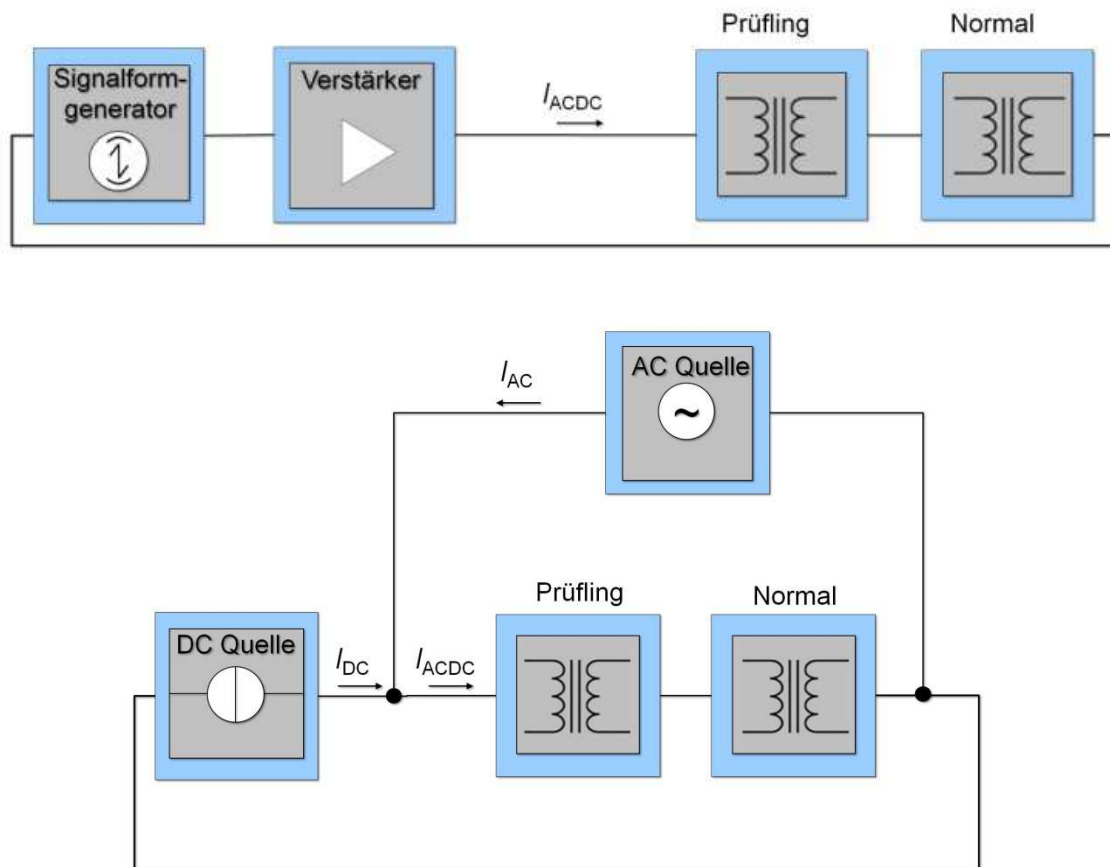


Abbildung 3.3: Erzeugung eines AC-DC-Mischstromes mit Verstärker (oben) und mit Parallelerzeugung des DC- und AC-Anteils (unten).

Im Falle der direkten Verstärkung muss die DC- und AC-Fähigkeit des Transkonduktanzverstärkers in den gewünschten Stromstärken und dem gewünschten Frequenzband gewährleistet sein. Im Zusammenhang mit dieser Arbeit muss das resultierende Stromsignal Gesamtamplituden von einigen tausend Ampere aufweisen. Solche Stromverstärker sind sehr komplex aufgebaut und meist sehr kostspielig. Die einfachere Lösung ist die Zusammenschaltung des Gleichstrom- und Wechselstromkreises. Hier wird separat der Gleichstrom mit Gleichstromquellen und

der Wechselstrom mit AC-Quellen oder Stromverstärkern erzeugt. Dabei werden die zwei Anforderungen Amplitudenhöhe des Gleichstromes und Breitbandigkeit des Ripple-Stromes voneinander getrennt. Die Überlagerung wird nach Abbildung 3.3 realisiert. Dabei muss gewährleistet sein, dass der Gleichstromanteil keine Auswirkungen auf den Wechselstrompfad hat und umgekehrt.

3.1.2. Messung von Gleichströmen mit Ripple-Anteil

Wie bereits oben beschrieben, werden für die Erfassung von Gleichströmen mit Wechselstromanteil AC-fähige Gleichstromwandler verwendet. Diese können Mess-Shunts, Hallsensor-Wandler, optische Stromwandler oder Nullflusswandler sein. Die in dieser Arbeit verwendeten Nullflusswandler bieten eine hervorragende Messgenauigkeit bis in den ppm-Bereich für Gleich- und Wechselströme. Aufgrund der im Folgenden beschriebenen Funktionsweise solcher Wandler, bieten sie auch bei sehr niedriger Ausnutzung des Messbereichs hohe Präzision.

Das Prinzip des Nullflusswandlers ist in Abbildung 3.4 erläutert. Grundlegend gilt, dass das Verhältnis der Ströme in der Gesamtzahl der Primärwicklungen und der Gesamtzahl der Sekundärwicklungen um einen Kern mit hoher Permeabilität nur dann genau eins ist, wenn es keinen magnetischen Fluss im Kern gibt. Dies lässt sich aus dem Durchflutungsgesetz nach Maxwell ableiten:

$$\oint H dx = \iint \left(J + \frac{\partial D}{\partial t} \right) dA \quad (3-1)$$

Der Nullflusswandler hat drei verschiedene Kerne. Kern N3 (ganz links im Bild) dient der traditionellen, transformatorischen Wechselstrommessung. Der Wechselstromanteil eines Mischstromes wird hier über den Magnetfluss des Kernes gewandelt und in der Wicklung N3 des Sekundärstromes abgebildet. Dabei gilt die allseits bekannte Übersetzungsregel eines Stromwandlers $I_{\text{Primär}} = K_N \cdot I_{\text{Sekundär}}$ mit dem Nennübersetzungsverhältnis K_N .

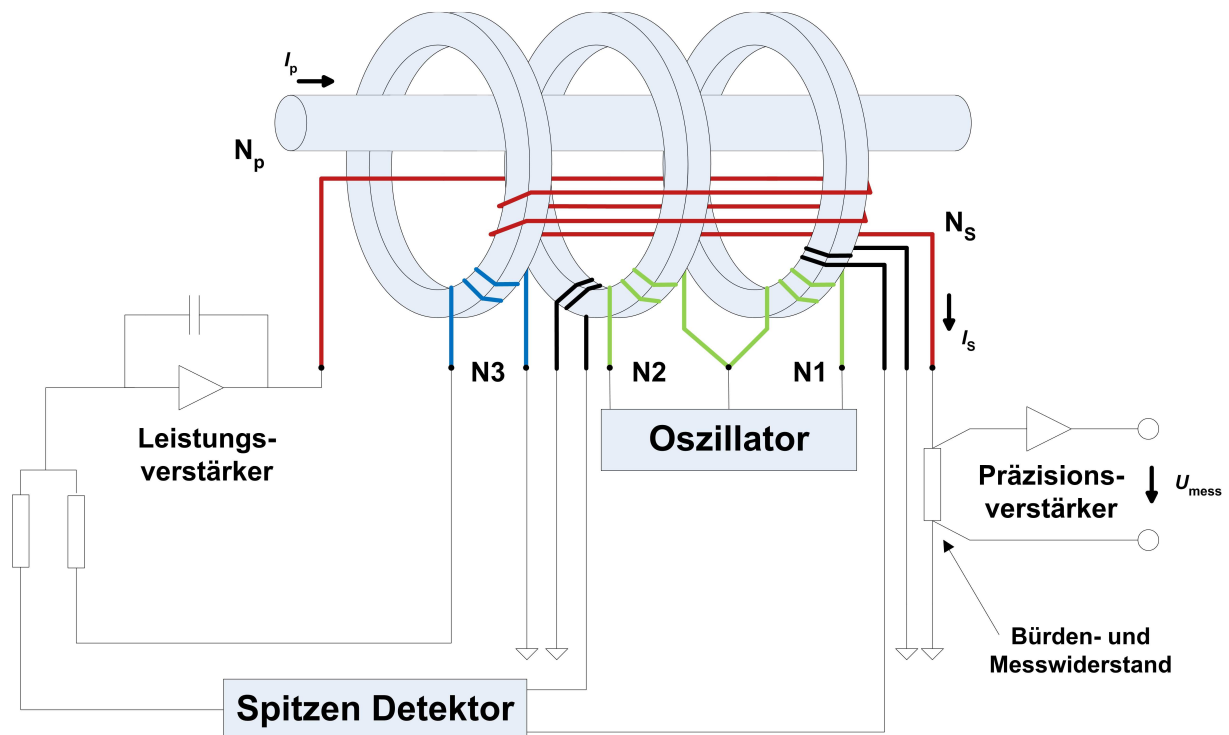


Abbildung 3.4: Aufbau eines Nullflusswandlers

Die anderen beiden Kerne bekommen denselben Primärstrom, werden jedoch für die Messung des Gleichstromanteils verwendet. Hierfür werden diese Kerne zusätzlich zum Primärsignal mit einer pulsierenden, rechteckigen Modulationsspannung beaufschlagt. Die Anordnung der Kerne ist so gewählt, dass das Modulationssignal im Primär- bzw. Sekundärkreis kompensiert ist. Wie in Abbildung 3.5 a) zu sehen ist, verhalten sich das B-Feld und das H-Feld im Bereich der Kernsättigung nicht mehr proportional. In diesen Bereichen bewirkt eine sehr starke H-Feld-Änderung eine nur geringe B-Feld-Erhöhung. Dieses Verhalten wird wie folgt für die Detektierung eines Primärgleichstromes I_p genutzt.

- I. Die Kerne N_1 und N_2 werden mittels der Rechteckmodulationsspannung des Oszillators (Abbildung 3.5 b) in unterschiedlicher Richtung in die Sättigung getrieben. Der dadurch in den Wicklungen fließende Magnetisierungsstrom verursacht ein H-Feld in den Kernen N_1 und N_2 .
- II. Das hierzu proportionale Magnetfeld B über der durchfluteten Fläche ergibt den magnetischen Fluss Φ nach:

$$\Phi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad \text{mit} \quad \vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (3-2)$$

- III. Die durch diesen Fluss verursachte Induktionsspannung U_p besitzt aufgrund der beschriebenen ferromagnetischen Eigenschaften der Kerne (Sättigung) den in Abbildung 3.5 c) dargestellten Verlauf.

$$U_{\text{ind}} = U_p = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3-3)$$

- IV. Solange kein Primärstrom I_p fließt, ist die durch die Modulationsspannung bedingte induzierte Spannung U_p symmetrisch zur Nulllinie und wird U_n bezeichnet. Sobald ein zusätzlicher magnetischer Fluss durch einen Gleichstrom im Primärkreis (I_p) verursacht wird ($\Phi_{\text{DC}} \neq 0$), wirkt sich dies aufgrund der Hystereseurve auf die Symmetrie der Induktionsspannung U_p aus (Abbildung 3.5 d).
- V. Mittels eines Spitzen-Detektors kann nun dieser zusätzliche magnetische Fluss in einen proportionalen Strom gewandelt werden. [JECK04]

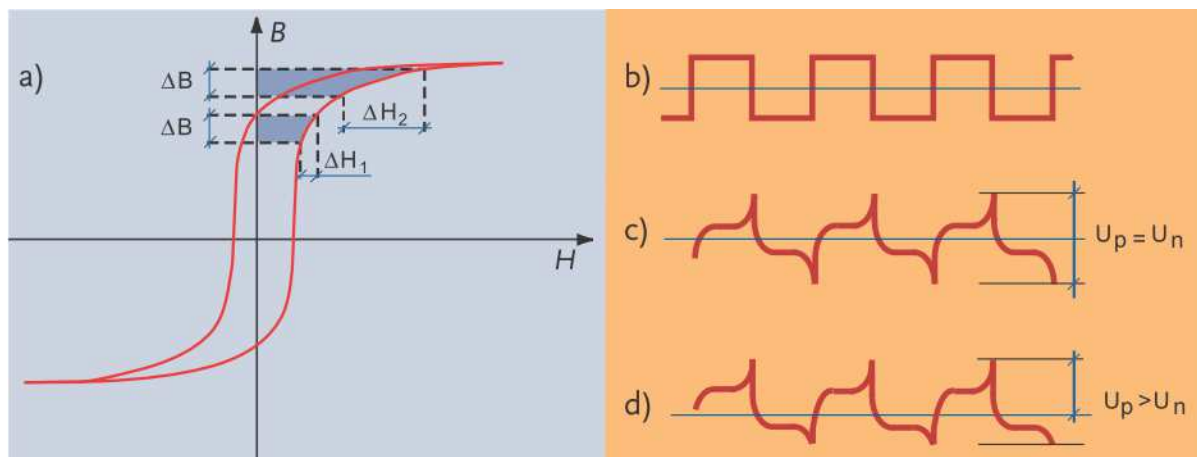


Abbildung 3.5: Eigenschaften der DC-Kerne in einem Nullflusswandler [JECK04]

- a) Magnetisierung eines Eisenkerns (Hysterese)
- b) Rechteck-Modulationssignal
- c) Magnetisierungssignal ohne DC-Anteil
- d) Magnetisierungssignal mit DC-Anteil

Der gesamte Kompensationsstrom ist eine verstärkte Kombination aus den proportionalen Abbildungen des Wechselstrom- und des Gleichstromanteils des Primärstromes. Er dient dazu, den Gesamtfluss der Kerne zu eliminieren, daher auch der Name Nullflusswandler. Gleichzeitig ist der Strom die Sekundärgröße des gesamten Wandlers I_S und wird als Messgröße verwendet. Für einen Spannungsausgang wird der Kompensationsstrom typischerweise mittels eines Präzisionswiderstandes und einer Verstärkerschaltung, wie in Abbildung 3.4 gezeigt ist, gewandelt. Damit ist das Ausgangssignal die Messspannung U_{mess} .

3.2. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für Spannungssensoren

Mit Hinblick auf die rasante Entwicklung der Hochspannungs-Gleichstromübertragung ist die Messtechnik im Bereich der hohen Gleichspannung ein derzeit aktuelles Thema in der weltweiten Energiegesellschaft. Aus diesem Grund ist das Streben nach einer höheren Maximalspannung, einem sauberen Spannungsverlauf und einem immer genaueren Sensor für hohe Gleichspannungen verständlich. Jedoch sind die in der Metrologie existierenden Kalibrierressourcen gänzlich auf die Messung von entweder reinen Gleich- oder Wechselspannungen ausgelegt. Es ist deshalb ein Bedarf an Messeinrichtungen für Ripple-überlagerte Hoch-Gleichspannungssensoren vorhanden.

Die Erzeugung von hohen Gleichspannungen mit ausreichend kleinem Oberschwingungsanteil (Restwelligkeit oder Klirrfaktor) ist in der Fachliteratur bereits sehr gut behandelt [KIND82]. Auch kommerzielle Produkte mit den geforderten Anforderungen sind bei vielen Anbietern erhältlich. Jedoch ist das Erzeugen einer gewünschten und einstellbaren Welligkeit einer hohen Gleichspannung mangels der bisherigen Notwendigkeit in der Vergangenheit wenig erforscht, wie z.B. in [KIND82] dargestellt. Um ein verzerrtes Hochspannungssignal einer Hochspannungs-Gleichstromübertragung auf der Gleichstrom-Seite für Prüfzwecke nachbilden zu können, bedarf es einer Quelle oder einer Kombination mehrerer Quellen, welche ein Gleichspannungssignal von mehreren zehntausend Volt mit einer überlagerten Wechselspannung von bis zu einigen Prozent der Gleichspannung, erzeugen

können. Sehr vereinfacht kann man dies als ein Wechselspannungssignal mit sehr hohem Offset oder als Mischspannungssignal bezeichnen. Als Schwierigkeit stellt sich die Wiederholbarkeit des erzeugten Signals dar. Eine hohe Gleichspannung mit Verzerrung kann natürlich mittels unsauberer Spannungsquellen (einfache Gleichrichtung und Schaltnetzteile) erzeugt werden, diese bieten jedoch keine Konstanz der Verzerrungsfrequenzen und Amplituden im Verhältnis zur Gleichspannung. Das Ziel ist es deshalb, ein Konzept zur Erstellung einer Quellenkombination zu erarbeiten mit welcher man sowohl die Gleichspannung als auch die überlagerten Wechselspannungen einstellen kann. Die Gleichspannungen sollen dabei im kV-Bereich und die überlagerten Wechselspannungen (Ripple) im Volt-Bereich liegen. Zusätzlich soll es bei den überlagerten Schwingungen die Möglichkeit geben mehrere diskrete, einstellbare Frequenzen gleichzeitig zu erzeugen.

Die Messung von Gleichspannungen kann mittels unterschiedlicher Gleichspannungsteiler erfolgen. Angefangen bei einfachen Durchschlagversuchen mittels Kugelfunkenstrecken bis hin zu Messmethoden über die Feldstärke kann vieles angewendet werden. Dabei sind die Anforderungen zusammenhängend mit der Spannungshöhe, Spannungsstabilität, Messgenauigkeit und Umwelteinflüsse, wie Temperatur und Luftfeuchtigkeit, maßgeblich für die Auswahl des richtigen Sensortypen. Die folgende Abbildung zeigt die üblichen Bauarten von Hochspannungsteilern zugeordnet zu verschiedenen Spannungsarten. Für veränderliche Signale werden meist kapazitive Teiler mit oder ohne Dämpfung eingesetzt. Für die Präzisionsmessung hoher Gleichspannungen haben sich Hochspannungs-Widerstandsteiler bewährt. Prinzipiell ist die Grundvariante eines Spannungsteilers ein rein Ohm'scher Widerstandsteiler. Dabei ist der Gesamtwiderstand aufgeteilt in einen hohen (R_1) und einen niedrigen Widerstand (R_2), um eine Aufteilung der Gesamtspannung zu ermöglichen. Die Messspannung u_2 wird dann an dem Niederspannungswiderstand erfasst.

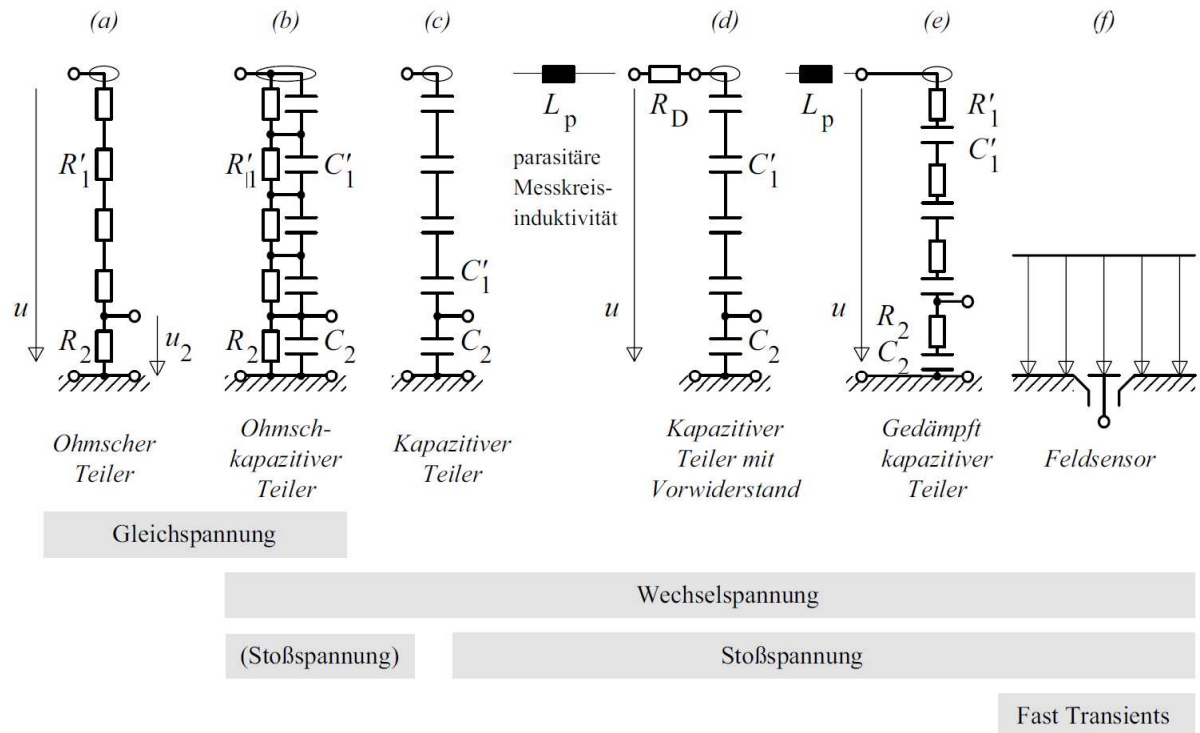


Abbildung 3.6: Topologien von Hochspannungsteilern [KÜCH05]

Für reine Gleichspannungen können mit einem Präzisions-Widerstandsteiler mit zusätzlichen Schutz- und Feldsteuerungsverschaltungen Messunsicherheiten im niedrigen ppm-Bereich erreicht werden (siehe [MARX01], [MARX03], [PEIE79]). Mit Hinblick auf die Messung von überlagerten Oberschwingungen ist eine Lösung in Form einer Kombination aus kapazitiver Messung für die Wechselspannungsanteile und Ohm'scher Messung für die Gleichspannungsanteile gefordert. In den folgenden Unterkapiteln wird auf die Herausforderungen der Erzeugung und Messung eines solchen Spannungssignals eingegangen.

3.2.1. Erzeugung von Gleichspannungen mit Ripple-Anteil

Die Erzeugung hoher Gleichspannungen kann mit verschiedenen, bekannten Methoden der Gleichrichtung einer Wechselspannung, wie z.B. Diodengleichrichtung, Einweggleichrichtung oder unterschiedliche Vervielfachungsschaltungen, erfolgen. In der Hochspannungs-Labormesstechnik wird aufgrund der Anforderung einer sehr geringen Restwelligkeit der Gleichspannung überwiegend die

Vervielfältigungsschaltung nach Greinach gewählt. Die Greinacher-Kaskade bietet zwar keine hohen Ströme, die Spannung kann aber sehr sauber und konstant erzeugt werden. Die Notwendigkeit hoher Ströme ist in der Prüfung und Kalibrierung von hochohmigen (einige hundert Megaohm) Hochspannungssensoren nicht vorhanden. [KIND82], [KÜCH05]

Die Erzeugung von Überlagerungen auf den hohen Gleichspannungen kann, wie schon bei der Erzeugung von Mischströmen, entweder über die Verstärkung eines vorgegebenen Mischspannungssignals auf die gewünschte Spannungshöhe oder mittels der Kombination zweier Erzeugungskreise realisiert werden. Auch hier ist der Einsatz eines passenden Verstärkers unwirtschaftlich und damit ausgeschlossen. Viel einfacher ist die Überlagerung der Spannung mittels der Kombination der Erzeugerkreise. Hier können die Spannungskreise nach Abbildung 3.7 aufgebaut werden. Dabei addieren sich die Spannungen im Messabschnitt und werden aufgrund der (im Idealfall) sehr geringen Innenwiderstände der Spannungsquellen nicht durch die jeweils andere Quelle beeinflusst. Im nicht idealen Fall können die beinhalteten Regelungen in den Spannungsquellen zu Problemen führen.

Da die Ripple-Spannungsquelle auf Hochspannungspotential liegt und deshalb auch potentialfrei versorgt werden muss, können nur geringe Ripple-Spannungen generiert werden, jedoch ist dies bezogen auf die angestrebte Präzision der Ripple-Spannungsmessung kein Nachteil. Dieses Spannungsmesssystem ist umso genauer, je besser die Fähigkeit der Messung von niedrigen überlagerten Effektivspannungen ist.

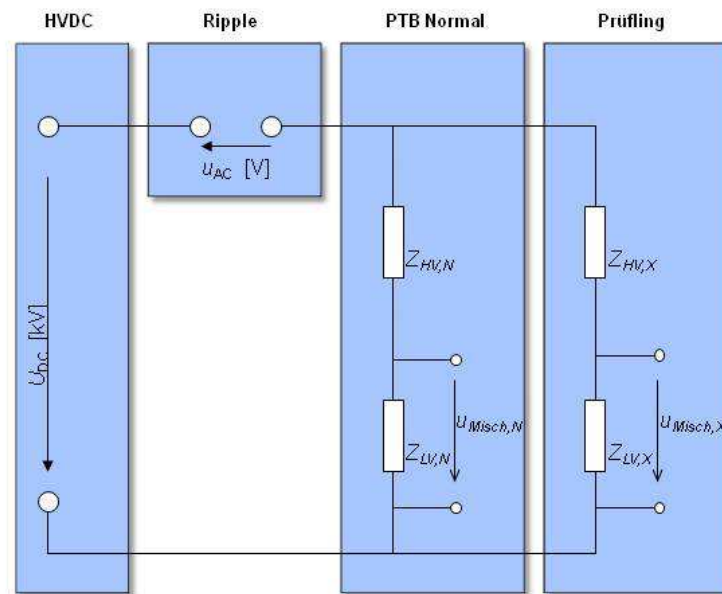


Abbildung 3.7: Überlagerung von zwei Spannungsquellen zur Erzeugung einer Mischspannung

3.2.2. Erfassung von Gleichspannungen mit Ripple-Anteil

Wie bereits beschrieben, ist die Erfassung hoher Gleichspannung bereits ausführlich in der Präzisionsmesstechnik behandelt. Die gleichzeitige Erfassung von überlagerten Ripple stellt jedoch gewisse Herausforderungen dar. Mit einem reinen Widerstandsteiler ist die Messung nur mit unzureichender Genauigkeit möglich, da aufgrund des hohen Teilungsfaktors die Welligkeit, welche nur ein Promilleteil oder maximal Prozentteil der Gleichspannung ist, mit sehr niedriger Ausnutzung des Messbereiches des Voltmeters, und damit viel zu unempfindlich für die sehr niedrigen Überlagerungen, erfasst werden muss. Es muss also bei der Messung eines Mischspannungssignals die bei der Erzeugung überlagerten Signalanteile Gleichspannung und Ripple wieder getrennt werden. Eine Aufteilung der gemessenen Spannung in den Wechsel- und Gleichspannungsanteil kann nur mit Hilfe zweier, parallel arbeitender Messaufnehmer realisiert werden. Dabei kann für den Gleichspannungsfall weiterhin der bereits erwähnte Widerstandsteiler eingesetzt werden. Durch gezielte Mittelung der abgetasteten Spannungsform werden alle Wechselspannungsanteile ausgelöscht. Dies geschieht natürlich nur dann, wenn das

Mittelungsintervall ein ganzes Vielfaches aller vorhandenen Frequenzanteile der Welligkeit enthält. [KIND82]

Bei der Erfassung des reinen Wechselstromanteils kann man sich von den analogen Eingangsbereichen von Oszilloskopen inspirieren lassen. Dort werden für das sogenannte AC-coupling alle vorhandenen DC-Anteile mittels einer im Eingang eingesetzten Kapazität herausgefiltert. In Abbildung 3.8 ist diese Methode vereinfacht dargestellt.

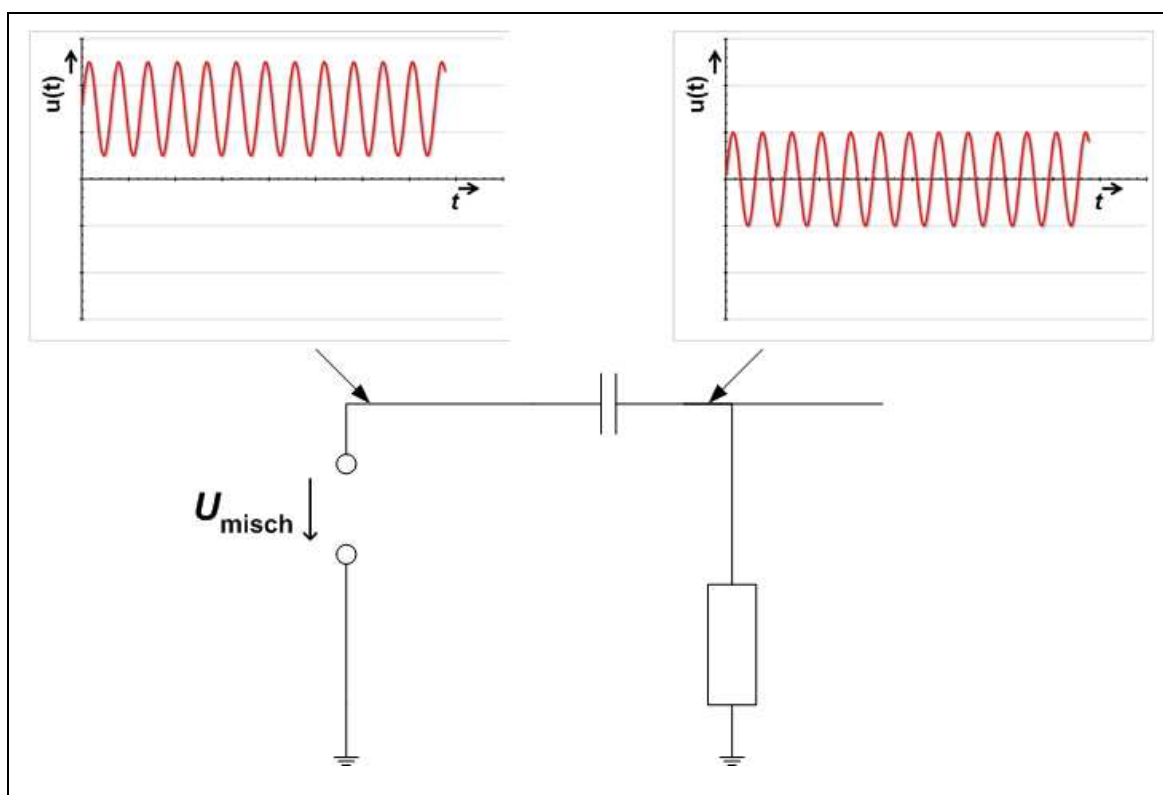


Abbildung 3.8: Eingangsschaltung von Messgeräten mit AC-Coupling

Die Herausforderung bei der Umsetzung dieses Verfahrens auf die hier beschriebenen Anforderungen liegt bei der notwendigen Höhe der Gleichspannung im kV-Bereich. Aus diesem Grund muss der zu verwendende Kondensator eine Gleichspannungsfestigkeit von minimal eben dieser Gleichspannung aufweisen. Des Weiteren würden aufgrund von Messkabeln zusätzliche in der Abbildung nicht dargestellte, unerwünschte Kapazitäten auftreten. Diese befinden sich sowohl

parallel zu Messwiderstand als auch zu jedem weiteren Bauteil. Weiterhin sind unerwünschte Erdkapazitäten vorhanden. Messkabel werden bei Anwendung einer Hochspannungskapazität notwendig sein, da die Überbrückung der Distanz zwischen Hochspannungskreis und Sekundärmesstechnik realisiert werden muss. Es gilt das hier abgebildete Grundprinzip der Gleichspannungsunterdrückung auf eine präzise und vor allem sichere Weise auf die Hochspannungsmessung umzusetzen. Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte und untersuchte Messsystem für die genannten Anforderungen ist in Kapitel 5 beschrieben.

3.3. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für Gleichstromzähler

Für das Gebiet der Gleichstrom-Energiezähler kann die etablierte Technik der AC-Zähler als Vorbild betrachtet werden. Dabei unterscheidet sich diese Technik in den Bereichen analoge, also traditionelle, und digitale Energiemessung. Da diese Techniken sich gänzlich in ihrer Übertragung und Kalkulation unterscheiden, müssen sie getrennt betrachtet werden.

3.3.1. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für analoge Gleichstromzähler

Die Anforderungen für einen Messplatz für DC Zähler mit analogen Eingängen unterteilen sich in zwei Abschnitte. Zum Einen sind geeignete Kurvenformen der Spannungs- und Stromverläufe zu definieren. Zum Anderen ist die angestrebte Genauigkeit eines solchen Messplatzes festzulegen. Zur Ermittlung der Anforderungen für einen Messplatz für DC Zähler mit analogen Eingängen wurde die Vorarbeit im Arbeitspaket 5.1 und 5.2 des EMRP-ENG07 Projektes zu Hilfe genommen. [MEI11], [MEI12]

Die Kurvenformen für einen Messplatz für analoge Gleichstromzähler für den Einsatz in HGÜ-Systemen leiten sich aus den Vorgängen in einer Hochspannungs – Gleichstromübertragung her. Hierbei sind nicht nur die Gleichsignale ausschlaggebend, sondern auch unterschiedliche Überlagerungen, welche durch externe Einkopplungen und noch viel mehr durch die Verzerrungen der

Gleichspannung aufgrund der elektronischen Gleichrichtung verursacht werden. Weiterhin sind die im Sekunden- bis hin zum Minutenbereich wechselnden Flussrichtungen der Gleichstromenergie von Interesse. Wie in Abbildung 3.9 dargestellt, kann der Strom oder die Spannung, je nach Topologie des HGÜ-Umrichters, für die Richtungswechsel des Energietransportes die Polarität in einer bestimmten Zeit umkehren. Die Dauer solch eines Vorgangs kann im Sekunden- bis hin zum Minutenbereich liegen. Auch bei solchen Vorgängen ist die korrekte Funktion und Genauigkeit eines HGÜ-Zählers relevant und muss kontrolliert werden. Deshalb müssen die beschriebenen Charakteristiken der DC-Signale in einem Messablauf enthalten sein.

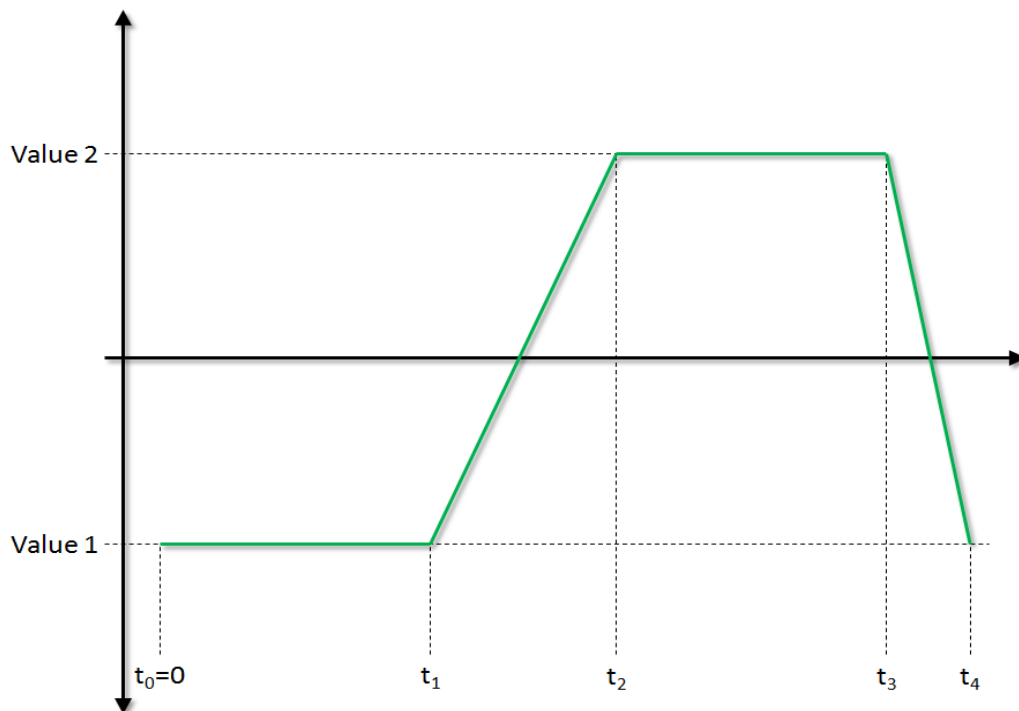


Abbildung 3.9: Polaritätswechsel von Strom oder Spannung in einer HGÜ-Energieübertragung

Alternativ reicht es aus, die Genauigkeit eines Prüflings (DC-Zählers) in den hierfür passenden Messbereichen zu verifizieren. Aufgrund der tatsächlichen Betriebsbereiche von HGÜ-Strecken, welche nur in Ausnahmefällen unterhalb eines bestimmten prozentualen Bereiches (z.B. 80%) der Nennspannung oder des Nennstromes liegen, können für die generelle Überprüfung der Genauigkeit von Gleichstromzählern mit analogen Eingängen lediglich Gleichspannungen und

Gleichströme in den in Abbildung 3.10 gezeigten Messbereichen 1 bis 3 verwendet werden. Laut dem Anforderungskatalog für HGÜ Gleichstromzähler mit analogen Eingängen sind zu den in Abbildung 3.10 gezeigten Bereichen die in Tabelle 3-1 aufgeführten Genauigkeitsanforderungen zuzuordnen. Dieser Anforderungskatalog und somit die prozentuale Aufteilung der Messbereiche in Abbildung 3.10 wurde in Anlehnung an die Norm „DIN EN 50463 - Railway applications - Energy measurement on board trains“ erstellt. [MEI11]

Tabelle 3-1: Bereichsunsicherheitsgrenzen für analoge Gleichstromzähler [MEI11]

Accuracy class	± Maximum percentage energy error				
	Area 1	Area 2	Area 3	Area 4	$I_n = 0 \text{ A}$
D	0,2	0,4	1,0	Maximum percentage error not defined. Arrangement between manufacturer and customer	Energy calculation shall not count energy
C	0,5	1,0	1,5		
B	0,75	1,5	2,0		
A	1,0	2,0	3,0		

Genauigkeitsbereich 4 aus Abbildung 3.10 ist dabei ausgenommen, da in der geschriebenen Anforderungsliste die Genauigkeit des Zählers in diesem Bereich „frei wählbar“ ist. Das bedeutet, dass der Hersteller mit dem Endnutzer eine Klassengenauigkeit (Grenze der Messabweichungen) vereinbaren muss.

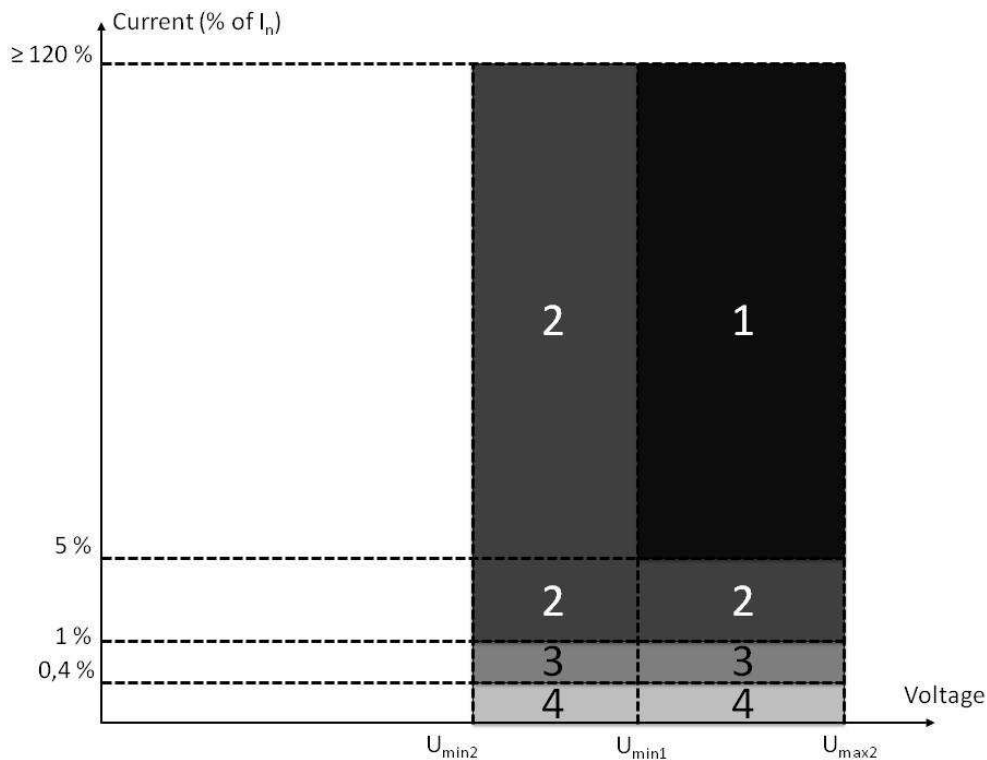


Abbildung 3.10: Messbereiche für die Genauigkeitsanforderungen bei DC Zähler [MEI11]

3.3.2. Anforderungen an die Prüfeinrichtung für digitale Gleichstromzähler

Der Einsatz digitaler Gleichstromzähler in einer HGÜ-Anwendung kann, wie in Abbildung 3.11 aufgezeigt, erfolgen. Dabei beinhalten die Hochspannungs- und Hochstromsensoren interne Analog-Digital-Konverter, welche aus den analogen Signalformen digitale Samplingsignale formen. Die Art der Samplingsignale ist dabei variabel und muss lediglich mit einer Merging-Unit übereinstimmen. Diese Merging-Unit hat die Aufgabe, alle an der HGÜ-Station vorhandenen Mess- und Sicherheitssignale zu sammeln und, falls notwendig, in einer genormten Form an einen Zähler zu geben. Die genormte Form des kombinierten Signals soll nach dem Protokoll für Datenübertragung in Substationen IEC 61850-9 erfolgen. Das ermöglicht eine Vielfalt an herstellereinspezifischen Kombinationen aus Messaufnehmer und Merging-Unit, welche immer mittels einer standardisierten Kommunikation mit einem Zähler verbunden sind. [IEC61850-9-2], [UCA04]

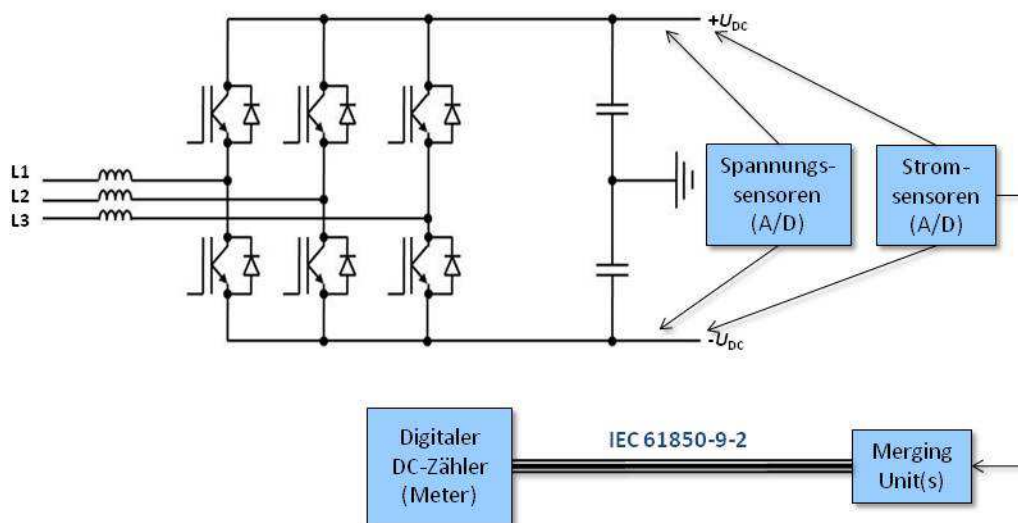


Abbildung 3.11: Einsatz digitaler Gleichstromzähler in der HGÜ [MEI13_2]

Der Messplatz für DC-Zähler mit digitalen Eingängen soll zur Prüfung von solchen verwendet werden. Hierfür muss das Verfahren die Übertragung der Daten (sampled values) mittels des Protokolls nach [IEC61850-9-2] enthalten. Um die zeitliche Richtigkeit zu garantieren, müssen alle im Messplatz enthaltenen Geräte synchronisiert werden. Die Synchronisation muss in der realen Messstrecke (HGÜ-Einrichtung) aufgrund der räumlichen Entfernung zwischen den Messaufnehmern, der Merging-Unit und des Zählers über eine PPS (Pulse Per Minute) erfolgen. In einer PTB-Laboreinrichtung kann die Synchronisation auch über die in der PTB allgemein installierte Synchronisationsfrequenz von 10 MHz realisiert werden.

Für die Erzeugung von digitalen Signalen, mit welchen die Prüfung eines digitalen DC-Zählers durchgeführt werden kann, bedarf es einer Art „Merging Unit“, welche als Kalibrator fungiert. Dieses Gerät muss die Bereitstellung von digitalen Signalen mittels des Protokolls nach [IEC61850-9-2] ermöglichen, ohne jegliche Signale von Strom- und Spannungssensoren zu bekommen. Im Folgenden wird hierfür der Begriff „Value Stream Generator“, kurz VSG, verwendet werden.

Der VSG muss die Erzeugung von digitalen Signalen, wie sie in Abbildung 3.12 dargestellt sind, für maximal 2 Spannungs- und 2 Stromkanäle übernehmen. Die

maximale Anzahl der Kanäle ergibt sich aus einem bipolaren Aufbau einer HGÜ-Strecke.

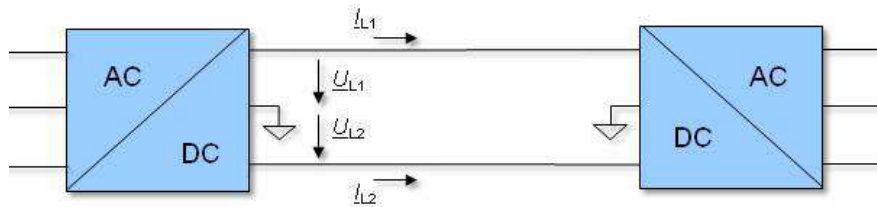


Abbildung 3.12: Messpunkte bei einer bipolaren HGÜ Strecke

Diese in Abbildung 3.12 dargestellte Topologie dient als größte Herausforderung aus Sicht der Messtechnik. Es werden die Messsignale U_{L1} , U_{L2} , I_{L1} und I_{L2} für die Berechnung der Leistung und damit auch der Energie benötigt. Je nach Flussrichtung der Energie in der HGÜ ändert sich die Polarität der Ströme (oder Spannungen). Der digitale Kalibrator (VSG) muss demnach in der Lage sein, diese vier Signale gleichzeitig mit den in Kapitel 3.3.1 beschriebenen Signaleigenschaften zu erzeugen. [ME112]

4. Aufbau der Prüfeinrichtungen für Stromsensoren

Die Kalibrierung von DC-Stromsensoren für HGÜ-Anwendungen besteht, wie schon oben beschrieben, aus zwei einzelnen Messungen. Zum einen wird die Genauigkeit des Stromsensors bei reinen DC-Signalen ermittelt. Hierfür kann die im Zusammenhang mit dieser Arbeit aufgebaute Messeinrichtung für Gleichströme mit Stromstärken von 100 A bis 2000 A verwendet werden. Diese Messeinrichtung wird im Kapitel 4.1 beschrieben. Zum anderen muss die Ripple-Fähigkeit der Stromsensoren, das heißt der Einfluss eines auf dem Gleichstromsignal vorhandenen Wechselstroms auf die Funktionalität und Genauigkeit des Gleichstromwandlers, überprüft werden. Weiterhin ist die Genauigkeit der Messung der Ripple mittels der Nullflusswandler bei Mischströmen zu untersuchen. Hierfür wird ein Gleichstromsignal mit einer Stromstärke von bis zu 2000 A mit einem überlagerten Wechselstrom als Kalibriersignal verwendet. Dabei kann die Amplitudenhöhe des Ripple variabel bis zu 20 A eingestellt werden. Die Frequenzen der Ripple sind zwischen 100 Hz und 20 kHz ebenfalls einstellbar. Der Aufbau dieser Messeinrichtung wird in Kapitel 4.2 beschrieben.

4.1. Gleichstrommessplatz bis 2000 A

4.1.1. Aufbau des Gleichstrommessplatzes bis 2000 A

Der schematische Aufbau des Gleichstrommessplatzes ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Der Primärstrom wird mit Hilfe von 6 parallel geschalteten Gleichstromquellen erzeugt. Jede dieser Quellen kann einen maximalen Gleichstrom von bis zu 400 A bei einer maximalen Leistung von 6000 W treiben. Im Primärstromkreis befinden sich ein Referenz-Stromwandler (Normalwandler) und ein Prüfling. Beide Wandler sind mittels Bürden, welche auch als Messwiderstände dienen, und eventuellen Verstärkern so zu verschalten, dass eine Sekundärspannung am Ausgang bereitgestellt wird. Aus diesem Grund sind die Wandler in Abbildung 4.1 als Blockschaltbild mit Spannungen am Ausgang dargestellt. Diese Sekundärspannungen werden mittels eines Zweikanalumschalters auf ein Digital-Voltmeter geschaltet. Das Digitalvoltmeter misst die

Gleichspannungen mehrfach nacheinander, mittelt diese in einem gewünschten Zeitraum und gibt die Mittelwerte an den Steuercomputer weiter. Die Auslese- und Auswertesoftware verarbeitet die Messwerte und berechnet die Abweichung und Messunsicherheit des Prüflings.

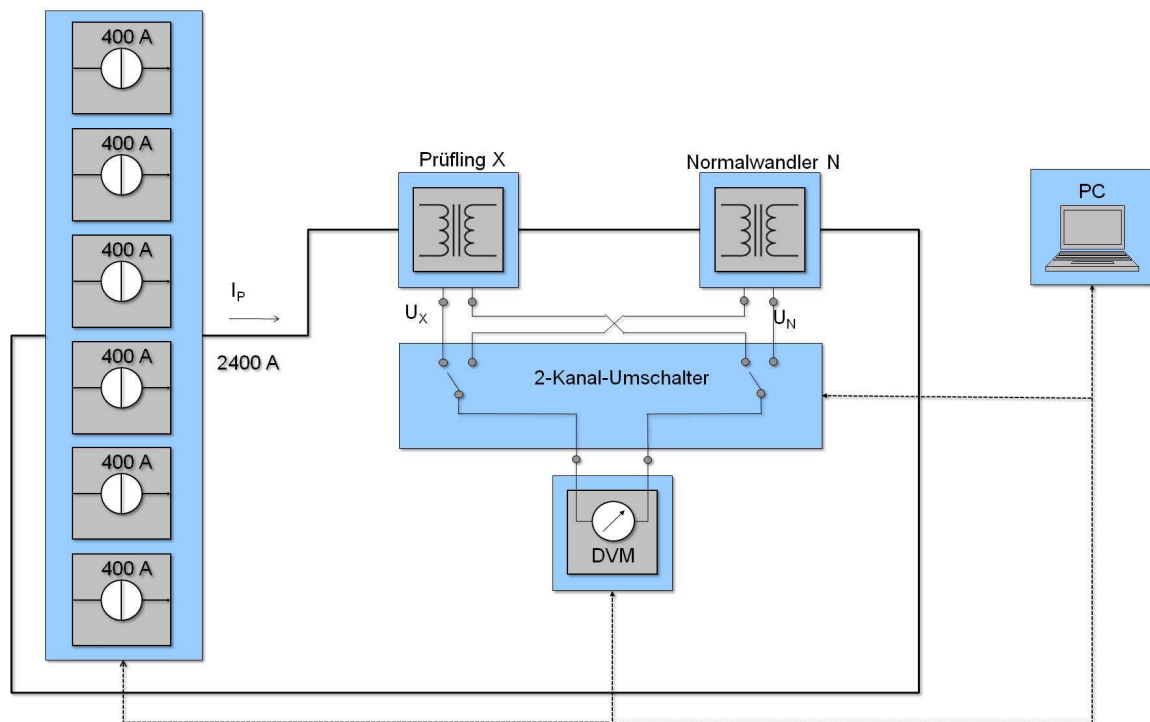


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung des Gleichstrommessplatzes

4.1.1.1. Gleichstromquellen

Die Gleichstromquellen sind sechs parallel geschaltete Leistungsquellen SM 15-400 des Herstellers *Delta Elektronika* (im Folgenden auch Delta-Quellen genannt). Diese Quellen können vom Computer gesteuert werden und liefern eine Maximalstromstärke von je 400 A_{DC}. Hierbei darf im gesamten Strompfad ein maximaler Spannungsfall von 15 V entstehen. Abbildung 4.2 zeigt den Aufbau der Steuerung der Delta-Quellen. Aufgrund unterschiedlicher Modelle der verwendeten sechs Quellen, wurde auf eine spezielle Lösung der Ansteuerung zurückgegriffen. Drei der Delta-Quellen beinhalten interne RS-232 Zugänge. Die übrigen drei Quellen haben stattdessen isolierte, analoge, 15-polige Programmierschnittstellen mit der

Bezeichnung *ISO-AMP Intern*. Um eine gleichzeitige Programmierung und Ansteuerung aller Delta-Quellen zu ermöglichen, wurden die Quellen mit dem RS-232 Zugang mit externen ISO-AMP Modulen ausgestattet. Diese Module dienen als Adapter zwischen der ISO-AMP Programmieransteuerung und der RS-232 Schnittstelle. Zur parallelen Programmierung aller Quellen wurde ein Steuerkabel mit 6 parallelen Abgängen hergestellt, welches die Befehle und Kommandos des *PSC-232 EXT* übermittleit. Das *PSC-232 EXT* ist ein vom Hersteller angebotenes Modul zur Ansteuerung von *ISO-AMP* Modulen (intern und extern).

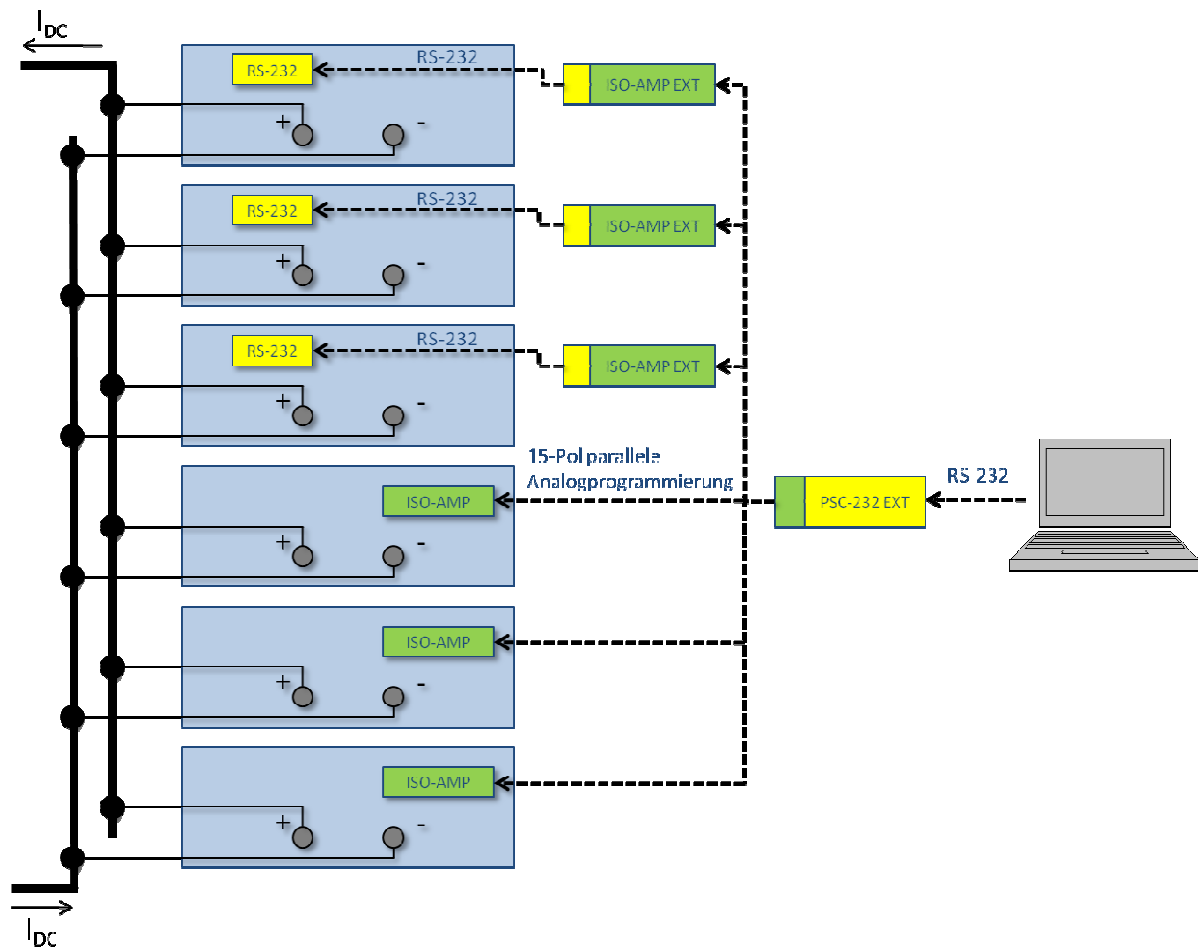
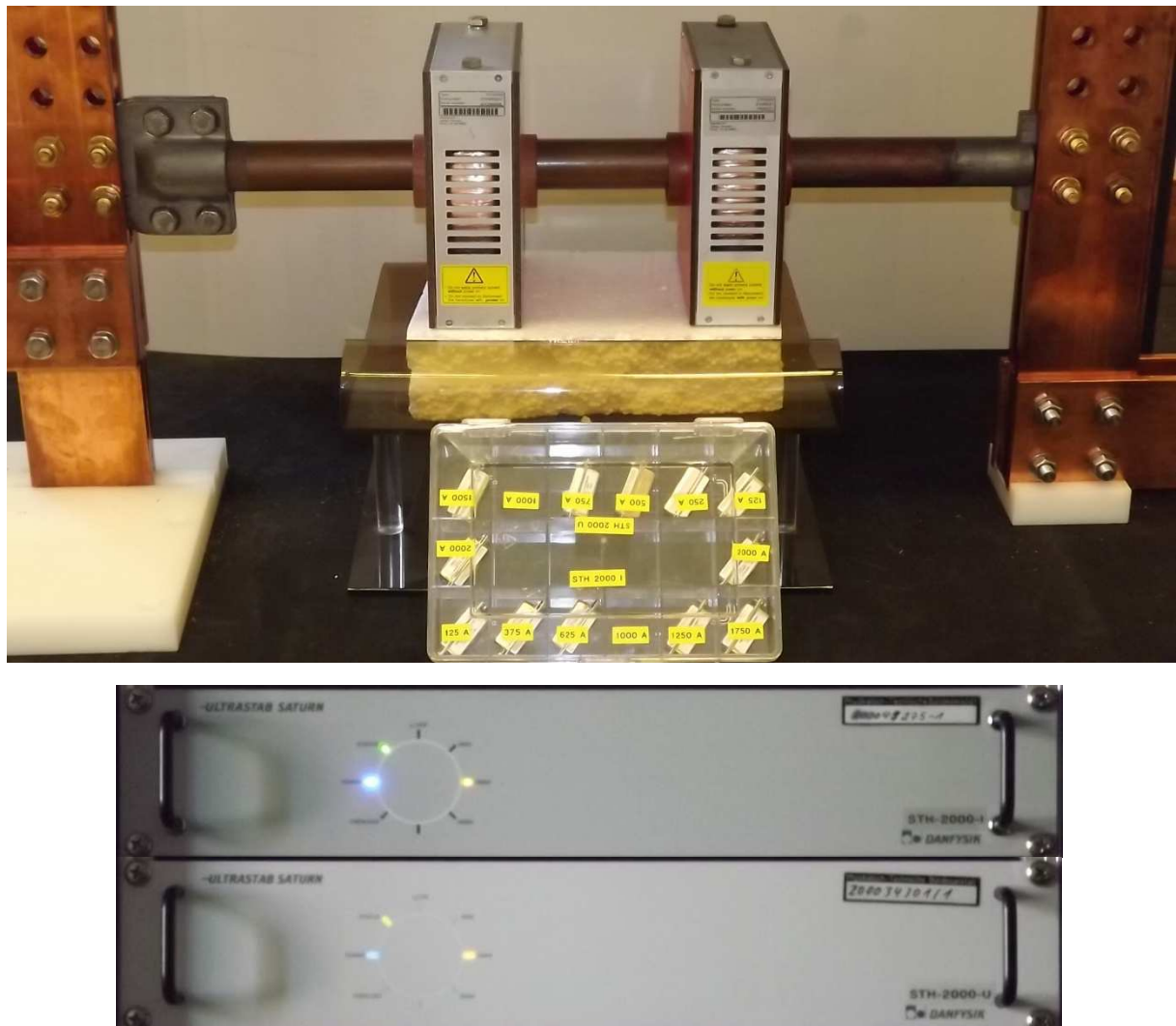


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung der Steuerung der Delta-Quellen

Im Messmodus ist oft der Betrieb aller Delta-Quellen nicht notwendig, so kann eine optimale Anzahl von Quellen vor dem Versuch eingestellt werden. Dies ermöglicht eine gute Ausnutzung des Arbeitsbereiches der Delta-Quellen und damit eine höhere Stabilität und eine geringere Welligkeit des Gleichstromes. Vor einer Gleichstrommessung können die Quellen mittels Relais am Ausgang computergesteuert kurzgeschlossen werden. Dies ermöglicht die für Kalibrierungen notwendige Offsetstrommessung. Die gemessenen Offsetspannungen des Normalwandlers und des Prüflings werden mittels der Software in die Offsetströme der Wandler umgerechnet und während der Messung mit einbezogen.

4.1.1.2. Normalmesseinrichtung

Die Normalmesseinrichtung besteht aus einem der zwei vorhandenen Referenz-Nullflusswandler *STH-2000*, einem Set aus DC-Präzisions-Messwiderständen, einem Zwei-Kanal-Umschalter und einem Digitalmultimeter. Das Digitalmultimeter ist ein *Agilent 3458A* im Gleichspannungs-Modus. Dieses Multimeter bietet eine sehr geringe Messunsicherheit bei ratiometrischen Messungen von Gleichspannungen [AGIL12]. Da es bei beiden Messungen (Normal und Prüfling) im selben Messbereich verwendet wird, ist die eigene Abweichung des Messgerätes nicht relevant. Es zeichnet über eine gewünschte Zeit (z.B. 1 Sekunde) eine Gleichspannung auf und gibt davon den Mittelwert an den Computer weiter. Die Einstellungen des DVMs, wie z.B. die Länge der Mittelung oder der Triggerzeitpunkt, geschehen ebenfalls mittels des Computers über eine IEEE-488 Schnittstelle. Ein Zwei-Kanal-Umschalter schaltet abwechselnd auf die Ausgangsspannung des Prüflings und der Referenz und leitet diese an das DVM weiter. Die genaue Funktionsweise des Zwei-Kanal-Umschalters wird in Kapitel 4.1.3 beschrieben.



**Abbildung 4.3: Referenz-Nullflusswandler STH-2000-U und STH-2000-I (oben)
mit den jeweiligen Sekundärelektroniken (unten) und direkt auf den Wandler
steckbaren Programmiermessbereichen (mittig in der Aufbewahrungsbox)**

Die in der Normalmesseinrichtung eingesetzten Nullflusswandler sind bis auf ihre Messbereiche baugleich. Abbildung 4.3 zeigt die Referenzwandler STH-2000-U und STH-2000-I des Unternehmens *Danfysik*. Dabei handelt es sich um Durchsteckwandler ($N_{\text{Primär}} = 1$) mit 7 steckbaren Messbereichen und der Sekundärelektronik. Die Nennumsetzungen beider Wandler (STH-2000-U und STH-2000-I) ergeben sich aus den in Tabelle 4-1 aufgelisteten Messbereichen. Dabei gibt der Messbereich den maximal messbaren Strom (Spitzenwert) an, bei dem ein Sekundärstrom von 1 A fließt. Der Sekundärstrom oder eine umgesetzte

Sekundärspannung werden von der Sekundärelektronik zur Verfügung gestellt. Der STH-2000-U bietet sowohl die Möglichkeit des Sekundärstromes als auch der Sekundärspannung. Die Sekundärgröße kann je nach gewünschter Höhe der Ausgangsspannung ausgewählt werden. Beim Stromausgang und einem Messwiderstand von $1\ \Omega$ liegt die Spitzenausgangsspannung bei 1 V, bei der Nutzung des Spannungsausgangs liegt die Spitzenausgangsspannung bei 10 V.

Tabelle 4-1: Messbereiche der Nullflusswandler

STH-2000-U	STH-2000-I
125 A	125 A
250 A	375 A
500 A	625 A
750 A	875 A
1000 A	1250 A
1500 A	1750 A
2000 A	2000 A

Zudem ist ein Satz von Präzisionswiderständen für die Erfassung des Sekundärstromes vorhanden (Tabelle 4-2). Diese in Abbildung 4.4 gezeigten Widerstände sind so aufgebaut, dass bei der angegebenen Leistung sich der Widerstandswert nicht oder nur sehr gering ändert. Die Änderung des Widerstandswertes mit steigender Temperatur geht mit der Erhöhung des Stromes und damit der Erhöhung der Temperatur im Widerstand einher. Die hier verwendeten Widerstände haben alle einen sehr geringen TK von weniger als 1 ppm / °K. Deshalb werden sie als $T_K - 0$ Widerstände bezeichnet.



Abbildung 4.4: Präzisionswiderstände für den Einsatz in der Gleichstrommesseinrichtung

Die Nominalwerte der Widerstände wurden mit Hilfe des Labors für Widerstandsmessung der PTB ermittelt. Weiterhin wurden das Verhalten der Widerstände bei Maximalleistung sowie das Abkühlverhalten nach dem Abschalten der Maximalleistung untersucht. Diese Ergebnisse sind im Anhang A2 zusammengefasst. Insgesamt lässt sich aussagen, dass die in der Gleichstromeinrichtung eingesetzten Widerstände (Silbergehäuse) einen geringen Einfluss von 0,5 bis 1 ppm auf die Gesamtunsicherheit haben. Für die vorhandenen Nullflusswandler ($I_{\text{sek,max}} = 1 \text{ A}$) wurde der Messwiderstand 1Ω auf $1 \cdot 10^{-7}$ genau eingemessen, um den Volttermessbereich „1V“ des Digitalvoltmeters optimal nutzen zu können.

Tabelle 4-2: Messwiderstände mit Nennwerten

Widerstandsname	Widerstand	Nominalwert
DCI 0R5	0,5 Ω (max. 4 A)	0,500038 Ω
DCI 1R	1 Ω (max. 2 A)	1,000267 Ω
DCI 2R	2 Ω (max. 1 A)	1,999825 Ω
LEM DC-	5 Ω (max. 800 mA)	5,000082 Ω
LEM DC+	5 Ω (max. 800 mA)	4,999935 Ω
SMD 1R25	1,25 Ω (max. ?? A)	1,256699 Ω

In Abbildung 4.5 ist der Aufbau der Sekundärseite der Normalmesseinrichtung dargestellt. In einem Einbaurahmen ist oben die Leiste mit den Ausgängen der beiden Nullflusswandler (links), den drei DC-Präzisionswiderständen (mittig) und dem Zwei-Kanal-Umschalter (rechts) eingebaut. Darunter befindet sich das Digital-Voltmeter, welches über spezielle Verbindungen (*LEMO*) an den Zwei-Kanal-Umschalter angeschlossen ist. Der Vorteil der *LEMO*-Verbindungen liegt bei den verbesserten Temperatureigenschaften dieser Stecker. Während bei üblichen Laborsteckverbindungen Luftströme der Raumklimatisierung zu Schwankungen im ein- bis zweistelligen μV -Bereich der Messspannung festzustellen sind, ist dieser Effekt bei den luftschichtisolierten *LEMO*-Verbindungen nicht sichtbar.

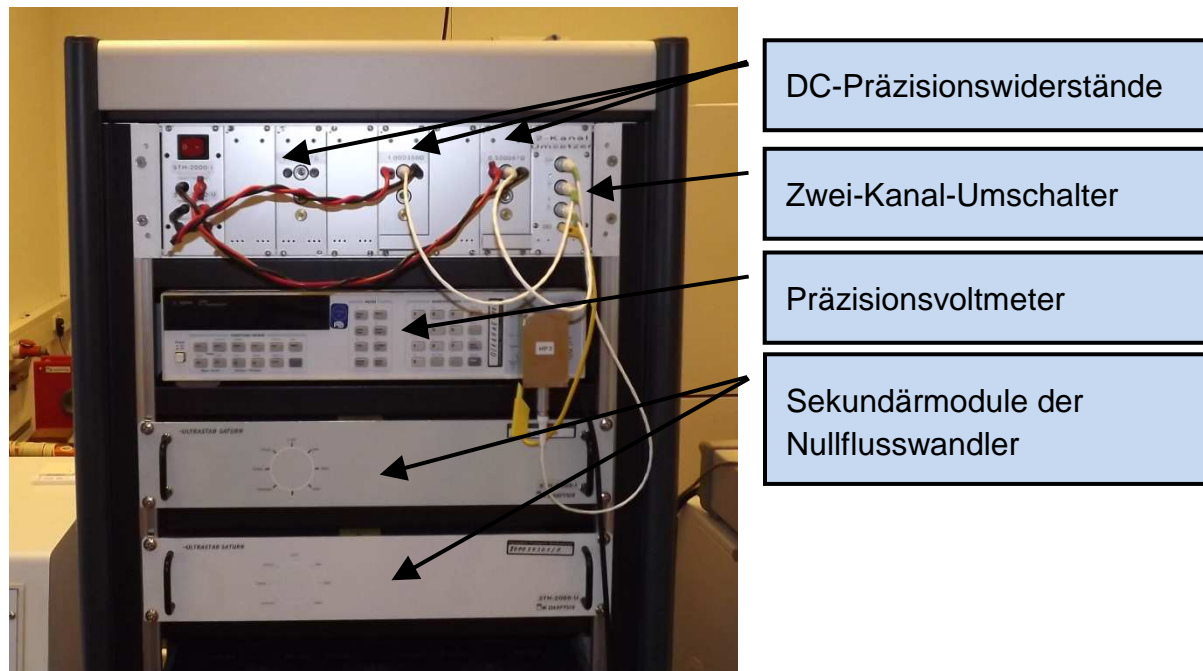


Abbildung 4.5: Aufbau der Sekundärelektronik der Messeinrichtung für hohe Gleichströme

Die beiden unteren Einschübe im Einbaurahmen sind die Sekundärmodule der Nullflusswandler, welche die Kompensationselektronik und die Ausgabe des Sekundärstromes ermöglichen. Im Laufe dieser Arbeit wurden beide Nullflusswandler in ihren Messbereichen und mit den zugehörigen Sekundärmodulen auf nationale Normale zurückgeführt, sodass beide Wandlereinheiten als Referenz für künftige Messtätigkeiten und Kalibrierungen verwendet werden können. Die genaue Beschreibung der Wandler-Typen C-C-Typ und C-V-Typ und deren mathematische Definitionen sind in Kapitel 4.1.2 beschrieben.

4.1.1.3. Mess- und Berechnungssoftware

Die für den Gleichstrommessplatz eigens geschriebene Software wurde mit dem stetigen Umbau des gesamten Messplatzes und der Erweiterung auf sechs Gleichstromquellen und deren Ansteuerung erneuert. Die Grundversion wurde bereits von Dipl.-Ing. Enrico Mohns in den Jahren 2009 - 2010 erarbeitet. Die Berechnungsroutinen dieser Grundversion beinhalten die Abweichungsberechnung des Prüflings von der Referenz (mit und ohne Offsetkompensation) sowie die

Ermittlung der Typ A und Typ B Messunsicherheiten der Messung. Die Ausgabe eines gemittelten Ergebnis-Arrays erfolgt in ein vorformatiertes Excel Dokument. Dieses Array beinhaltet sowohl die Sekundärspannungen, Offsetwerte und Übertragungsfaktoren der Sensoren als auch die gemessenen Abweichungen und errechneten Unsicherheiten.

Diese Grundversion wurde dahingehend verändert, dass die Quellensteuerung automatisiert bei der Ermittlung der Offsets einen Kurzschluss der Quellen mittels Relais ermöglicht. Die Anzahl der Quellen wurde auch seitens der Software auf bis zu sechs schaltbare Quellen erweitert. Die Berechnung der Messunsicherheiten wurde auf die nach GUM [GUM93] geltenden Berechnungsroutinen, wie sie in Kapitel 4.1.4 beschrieben werden, in die Excel-Auswertung ausgelagert. So ist bei einer ungewünschten, erhöhten Messunsicherheit die Problemerkennung übersichtlicher und kann mittels eines Messunsicherheits-Budgets leicht nachverfolgt werden.

Des Weiteren wurde die Sicherheitsschleife der Software, welche vor jeder Messung die Maximalwerte des Primärstromes und der Sekundärspannung berechnet und mit den erlaubten Werten vergleicht, an die neue Ansteuerung der Stromquellen angepasst. Auf diese Weise ist gewährleistet, dass eine unerlaubte Stromstärke weder die Stromwandler noch die Sekundärverschaltung überlastet. Weiterhin wird aufgrund der vorkalkulierten Umsetzungswerte der Stromwandler der für den Messvorgang benötigte Messbereich des Digitalvoltmeters kalkuliert und eingestellt. Dies ist notwendig, weil der Messbereich des Digitalvoltmeters während einer Vergleichsmessung konstant bleiben muss, da jeder Messbereich eigene Abweichungen und Unsicherheiten mit sich bringt.

4.1.2. Definition des Stromwandlers

Es sind zwei grundlegende Topologien von Stromwandlern (hier speziell Nullflusswandlern) vorhanden; CC-Typ und CV-Typ. Abbildung 4.6 zeigt diese beiden Typen.

Der CC-Typ ist, wie die Abkürzung schon aussagt, ein Strom-Strom-Wandler. Das bedeutet, dass der Sekundärstrom I_s (Kompensationsstrom) direkt als Messsignal, wie in Kapitel 3.1.2 beschrieben, verwendet wird. Dabei ist die Bürde am Ausgang des Wandlers für das Verhalten des Wandlers entscheidend. Das Messsignal kann dann mittels einer Strombrücke oder über einem Messshunt als Messspannung für Messungen verwendet werden.

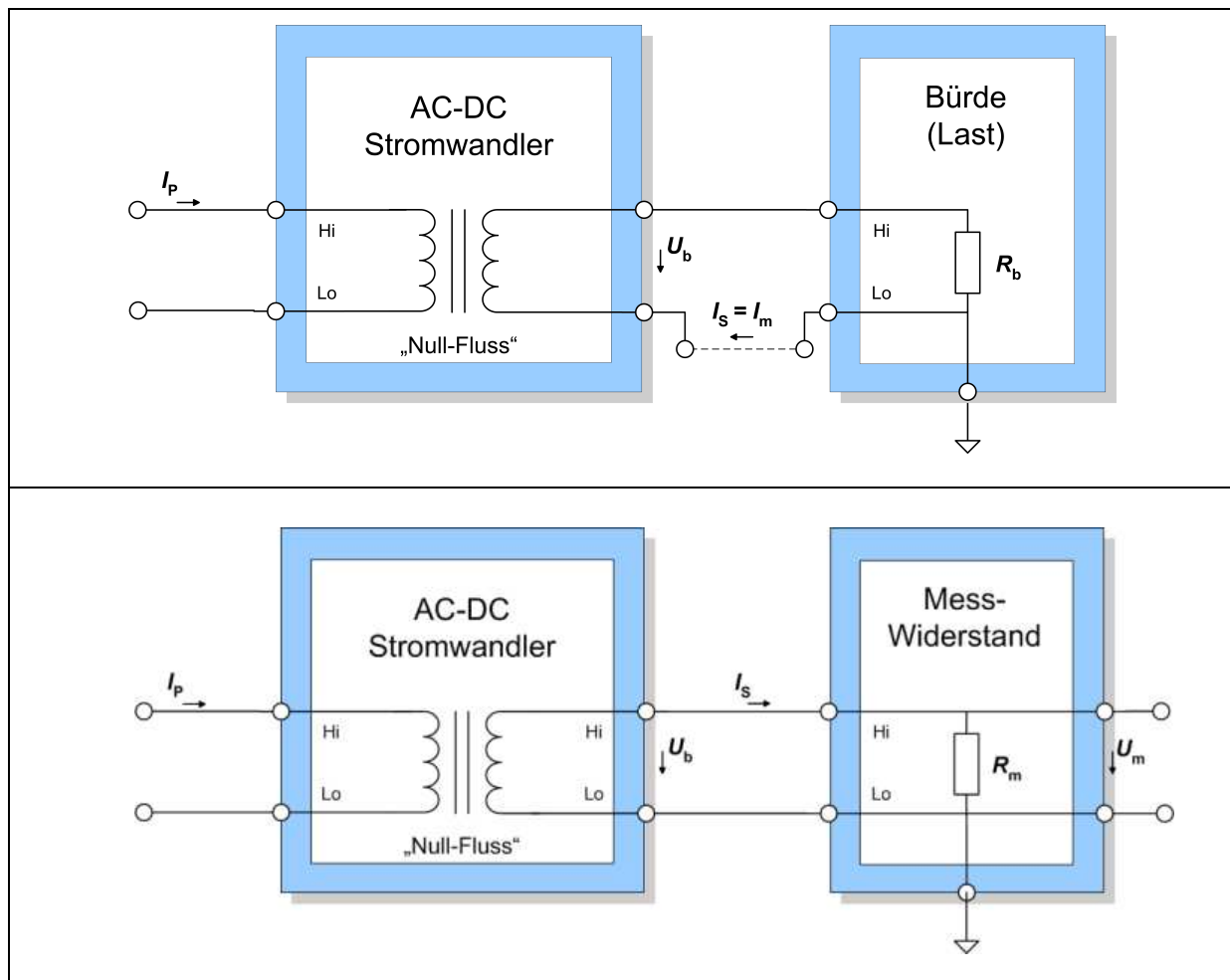


Abbildung 4.6: Darstellung von Stromwandlern für die Berechnung C-C-Typ (oben) und C-V-Typ (unten)

Der CV-Typ bietet eine Strom-Spannungs-Wandlung. Dabei wird der Sekundärstrom I_s mittels eines Messwiderstandes in die Messspannung U_m gewandelt. Oft besteht die Sekundärverschaltung des CV-Typs aus einem Messwiderstand und einer

Spannungsverstärkerschaltung. So kann der Wandler seine ideale Bürde in Form des Widerstandes bekommen und die darüber abfallende Spannung in eine „gut messbare“ Spannung im niedrigen Volt-Bereich (1 V – 10 V) gewandelt werden. Der Nachteil industriell gefertigter CV-Typen liegt jedoch in der Qualität des Messwiderstandes und noch viel mehr in den minderen Eigenschaften eines eventuellen Verstärkers hinter dem Messwiderstand. Diese zwei Komponenten können eine wesentliche Verschlechterung der Genauigkeit eines Nullflusswandlersystems bewirken. Aus diesem Grund werden die in dieser Arbeit verwendeten Normal-Nullflusswandler als CC-Typen mit einem Präzisionswiderstand eingesetzt. Die Erfahrung hat gezeigt, dass diese Kombination für die Messung von Gleichströmen eine sehr gute Genauigkeit bietet. Ebenfalls erwähnenswert ist die hohe Genauigkeit bei niedriger Messbereichsausnutzung der Stromwandler. Wie in den kommenden Kapiteln beschrieben wird, wirkt sich diese Eigenschaft sehr positiv auf die Messunsicherheit aus.

Eine Messeinrichtung für Gleichstromwandler muss geeignet sein für alle gängigen Stromwandlertypen. Es ist deshalb ebenfalls notwendig die Auswertungsroutine der Berechnung und der Software optional und universal zu gestalten. Aus diesem Grund wurde die folgende, universelle Definition eines Gleichstromwandlers aufgestellt.

Ein unbekannter Stromwandler mit sekundärseitiger Spannung, die entweder mittels des CV-Typs oder des CC-Typs mit Messwiderstand realisiert wird, kann wie folgt beschrieben werden.

$$U_m = I_s \cdot R_m \tag{4-1}$$

Dabei ist U_m die Messspannung, I_s der Sekundärstrom des Stromwandlers und R_m der sekundärseitige Messwiderstand. Der Messwiderstand ist in der CC-Typ-Beschreibung in Abbildung 4.6 nicht aufgeführt, da dort die Sekundärgröße der Strom ist. Jedoch wird dieser in dem hier beschriebenen Aufbau trotzdem verwendet. In diesem Fall dient die Bürde R_b als Messwiderstand R_m . Die Wandlung des

Primärstromes I_P in die sekundärseitige Messspannung U_m beinhaltet das nominale Übersetzungsverhältnis K_n sowie die Betragsabweichung ε_i , welche bei der Kombination DC Stromwandler und Messwiderstand vorhanden ist. Sehr wichtig für die spätere Auswertung ist der sekundäre Offsetstrom des Stromwandlers $I_{S,Off}$, da dieser bei geringer Ausnutzung des Messbereiches eine dominierende Rolle im Betragsfehler aufweisen kann. [MEI11_3]

$$U_m = \left(I_P \cdot \frac{(1+\varepsilon_i)}{K_n} + I_{S,Off} \right) \cdot R_m = I_P \cdot (1 + \varepsilon_i) \cdot \frac{R_m}{K_n} + U_{S,Off} \quad (4-2)$$

Es ist wichtig im Vorfeld zu definieren wie der Betragsfehler angegeben wird. Hier ist dieser positiv, wenn der Sekundärstrom des Wandlers größer ist, als der aus dem Primärstrom nominal errechnete Sekundärstrom.

Nun kann die Gleichung so umgestellt werden, dass der Primärstrom die Ergebnisgröße ist.

$$I_P = \frac{U_m - U_{S,Off}}{(1+\varepsilon_i)} \cdot \frac{K_n}{R_m} \quad (4-3)$$

Mit dieser mathematischen Darstellung eines universalen Gleichstromwandlers kann die Auswertung einer Vergleichsmessung getätigt werden. Weiterhin wird diese Formel zur Berechnung der Messunsicherheit als sogenannte Modellgleichung verwendet.

4.1.3. Methode der Gleichstromkalibrierung

Die Gleichstromkalibrierung erfolgt nach dem ratiometrischen Prinzip. Das bedeutet, dass die Referenz und der Prüfling zur gleichen Zeit dasselbe Signal messen. Diese Messwerte werden nach der Umrechnung auf die jeweiligen Primärströme miteinander verglichen. Für einen ratiometrischen Vergleich zwischen Referenz und

Prüfling sind zwei Voltmeter notwendig. Beide Voltmeter bringen einen Eigenfehler und eine Unsicherheit mit sich. Um das zu vermeiden wurde an der PTB ein sogenannter Zwei-Kanal-Umschalter realisiert. Mit Hilfe dieses Zwei-Kanal-Umschalters ist es möglich zwischen den zu vergleichenden Spannungen gezielt zu wechseln und somit ein Voltmeter einzusparen. Um trotzdem eine quasi-gleichzeitige Messung zu gewährleisten wird eine Mehrpunkt-Messung durchgeführt. Dabei werden die beiden Sekundärspannungen von einem Normalwandler U_N und einem Prüfling U_X von dem Zwei-Kanal-Umschalter zyklisch auf das Voltmeter geschaltet. Der Primärstrom I_P muss während dieses Prozesses konstant bleiben. Die Sekundärgrößen werden mehrfach nacheinander gemessen, gespeichert und anschließend jeweils gemittelt. Der erzielte Mittelwert und eine entstandene Standardabweichung werden für die Auswertung in der Software gespeichert. Dieser Prozess wiederholt sich mindestens 10-mal um ein statistisch aussagekräftiges Ergebnis zu erreichen. Um tatsächlich den Eigenfehler des Voltmeters zu eliminieren ist es zwingend notwendig denselben Messbereich für das Normal und den Prüfling zu verwenden. Die eingesetzte Software für das Ansteuern des Voltmeters muss deshalb vor jedem Messablauf den zu verwendenden Messbereich des Voltmeters, unter Betrachtung der zu erreichenden Maximalwerte beider Sekundärspannungen, korrekt auswählen.

Als Ergebnis der Messung werden die Primärströme I_N und I_X mit der ermittelten Standardabweichung, bzw. der berechneten Standardmessunsicherheit, angegeben. Für die Berechnung der Abweichungen muss grundsätzlich festgehalten werden, dass es sich um Vergleichsmessungen zwischen einem Wandler mit bekannter Abweichung und Unsicherheit und einem unbekannten Prüfling handelt. Es ist daher sinnvoll, sich auf die Abweichung des Prüflings zu beziehen. Die Abweichung des Prüflings X von der Referenz N wird mit $E_{i,x}$ bezeichnet. Dieser Wert ergibt sich aus der Differenz von dem gemessenen Primärstrom des Prüflings I_X und dem gemessenen Primärstrom der Referenz I_N .

$$E_{i,X} = (I_X - I_N) \quad (4-4)$$

Um die relative Abweichung $\varepsilon_{i,X}$ bezogen auf die Referenz zu erhalten, muss durch den angezeigten Strom der Referenz I_N geteilt werden.

$$\varepsilon_{i,X} = \frac{(I_X - I_N)}{(I_N)} \quad \text{oder} \quad \varepsilon_{i,X} = \left(\frac{I_X}{I_N} - 1 \right) \quad (4-5)$$

Der gemessene Prüflingsstrom I_X kann durch die Parameter K_X , R_X , n_X , $U_{\text{off},X}$ und U_X beschrieben werden.

$$I_X = \frac{(U_X - U_{\text{off},X})}{(R_X \cdot n_X)} \cdot K_X \quad (4-6)$$

Analog hierzu kann auch der gemessene Referenzstrom I_N beschrieben werden.

$$I_N = \frac{(U_N - U_{\text{off},N})}{(R_N \cdot n_N)} \cdot K_N \quad (4-7)$$

Dabei stehen die Parameter für die folgenden Größen:

K_X : Übersetzungsverhältnis Primärstrom/Sekundärstrom des Prüflings

K_N : Übersetzungsverhältnis Primärstrom/Sekundärstrom der Referenz

R_X : Nennwiderstand des Prüflings

R_N : Nennwiderstand der Referenz

n_X : Windungszahl des Primärleiters durch den Prüfling

n_N : Windungszahl des Primärleiters durch die Referenz

$U_{\text{off},X}$: Offsetspannung des Prüflings

$U_{\text{off},N}$: Offsetspannung der Referenz

Mit den vorhergegangenen Gleichungen (4-5), (4-6) und (4-7) erhält man nun die relative Abweichung $\varepsilon_{i,X}$ des Primärstromes des Prüflings vom Primärstrom der Referenz.

$$\varepsilon_{i,X} = \frac{(U_X - U_{\text{off},X})}{(U_N - U_{\text{off},N})} \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} - 1 \quad (4-8)$$

Das Verhältnis der Messspannungen U_X und U_N kann wie folgt für die weitere Berechnung vereinfacht dargestellt werden.

$$V = \frac{U_X}{U_N} \quad (4-9)$$

Durch Ausklammern des Spannungsverhältnisses erhält man die folgende Gleichung:

$$\varepsilon_{i,X} = V \cdot \left(\frac{1 - \frac{U_{\text{off},X}}{U_X}}{1 - \frac{U_{\text{off},N}}{U_N}} \right) \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} - 1 \quad (4-10)$$

Dieser Schritt erscheint beim ersten Eindruck nicht sinnvoll, ist jedoch für die spätere Berechnung der Messunsicherheit relevant. Aufgrund der Verhältnisbildung wird die Vernachlässigung der Korrelation der beiden Spannungen ermöglicht. Eine Korrelation beschreibt einen Zusammenhang oder gegenseitige Beeinflussung zweier Werte. Eine solche Beeinflussung muss in einer Messunsicherheitsberechnung mit betrachtet werden. Die beschriebene Verhältnisbildung und Ausmultiplikation der Spannungen U_X und U_N führt zu einer Vereinfachung der Berechnung der Messunsicherheit.

Das Ergebnis dieser Gleichung gibt die Abweichung des Primärstromes des Prüflings vom Primärstrom der Referenz unter Betrachtung der Nominalverhältnisse der Wandler, der Windungszahlen, der Nominalwiderstände des Prüflings und der Referenz sowie der Offsetspannungen. Hier nicht enthalten sind bisher die jeweiligen Abweichungen der eben genannten Komponenten zu ihren Nominalgrößen sowie die zugehörigen Unsicherheiten. Diese Erweiterungen werden bei der Messunsicherheitsbetrachtung in Kapitel 4.1.5 vorgenommen.

4.1.4. Rückführung des Gleichstrommessplatzes

Für die Rückführung einer Messeinrichtung müssen zunächst alle Fehlerquellen dieser Messeinrichtung bestimmt werden. Danach muss die Messgröße und alle für diese Messgröße relevanten Nebengrößen auf die vorhandenen nationalen Normale aufgetrennt werden. Als Beispiel sei hier eine Messeinrichtung für Geschwindigkeit dargestellt, welche aus den Einzelgrößen Weg und Zeit zusammengesetzt wird. Sowohl die Zeit als auch der Weg (Länge) können separat voneinander auf die nationalen Normale zurückgeführt, sprich kalibriert, werden. Unter Betrachtung der oben erwähnten Einflüsse muss nun eine Anbindung der neuen Messeinrichtung an die Kette der rückgeführten Messeinrichtungen getätigt werden. Im Folgenden werden nun die identifizierten Fehlerquellen beschrieben bevor die messtechnische Rückführung des Gleichstrommessplatzes verdeutlicht wird.

Die Offsetspannung des Zwei-Kanal-Umschalters wurde mit kurzgeschlossenen Eingängen des Zwei-Kanal-Umschalters gemessen. Dabei stellte sich heraus, dass Kanal 1 eine Offsetspannung von $-1\ \mu\text{V}$ und Kanal 2 eine Offsetspannung von $+2\ \mu\text{V}$ aufweist. Diese Offsetspannungen werden vom aktiven Zwei-Kanal-Umschalter geliefert und müssen bei der Bestimmung der Wandler-Offsets subtrahiert werden. Bei Vernachlässigung dieser Kompensation können die Offsets der Kanäle sich in den Offsetströmen der I/I-Wandler und den Offsetspannungen der I/U-Wandler widerspiegeln. Eine Offsetdifferenz der beiden Kanäle von z.B. $2\ \mu\text{V}$ bedeutet bei einem Messwiderstand von $1\ \Omega$ einen Offsetstromfehler von $2\ \mu\text{A}$. Das kann bei sehr guten Wandlern schon ins Gewicht fallen, da in den Kalibrierscheinen nicht nur die offsetkompensierten Abweichungen, sondern auch die nichtkompensierten

Abweichungen angegeben werden. Dies dient dazu, den Kunden die Wichtigkeit der Offsetkompensation vor jeder Gleichstrommessung zu verdeutlichen. Des Weiteren wird die in der PTB gemessene Offsetspannung bzw. Offsetstrom des Wandlers ebenfalls im Kalibrierschein angegeben.

Bei kurzgeschlossenen Ausgängen der Quellen wurde die Offsetstabilität über lange Zeit überprüft. Wichtig ist dabei die Abweichung des Offsets nach „Erwärmung“ des Messsystems, denn dann ändern sich die Verhalten der Messgeräte und der passiven Bauteile. Die angesprochene „Erwärmung“ ist das Betreiben des Messsystems bei ausreichend langer Zeit im eigenen Amplitudengrenzwert, sodass die Einzelkomponenten die maximal mögliche Betriebstemperatur erreichen. Auf diese Weise wurde das Messsystem bestehend aus den Nullflusswandlern STH-2000-U bzw. STH-2000-I (beide im Messbereich 125 A), den Widerständen $1\ \Omega$ bzw. $0,5\ \Omega$ und dem Zwei-Kanal-Umschalter mit einem Wandler-Primärstrom von 120 A betrieben. Nach einer „Erwärmungszeit“ von ca. einer Stunde wurde der Ausgang der Quellen kurzgeschaltet und über eine Zeit von insgesamt einer Stunde die Ausgangsspannung der Sekundärwiderstände aufgezeichnet. Die Schwankungen beider Kanäle und damit auch die Abweichungen der Offsetspannung von der vor der „Erwärmung“ bestimmten Offsetspannung lagen unter $0,5\ \mu\text{V}$. Die Vertauschung der Kanäle des Zwei-Kanal-Umschalters sowie der Sekundärwiderstände haben keinen relevanten Einfluss auf die Offsetunsicherheit. Die Offsetunsicherheit bei der Unsicherheitsbetrachtung kann deshalb mit $0,5\ \mu\text{V}$ (Rechteckverteilung der Offsetschwankungen) für beide Kanäle angegeben werden.

Die messtechnische Rückführung des DC-Hochstromplatzes besteht aus zwei separaten Vorgängen. Als erstes werden die Messbereiche der Primärnullflusswandler nacheinander mit Hilfe des PTB-Normals „Guidline Modell 9923“ bei Stromstärken von bis zu 100 A kalibriert. Danach wird das in Kapitel 4.1.4.2 beschriebene Step-Up-Verfahren eingesetzt, um auch die Abweichungen der anderen Messbereiche zu ermitteln. Für die Validierung des Step-Up-Verfahrens wird der Messbereich 250-A ebenfalls mit dem 100-A-Normal kalibriert.

4.1.4.1. Kalibrierung mit Hilfe des 100 A-Normals „Guildline 9923“

Bei der Kalibrierung der Nullflusswandler mit dem Sekundärwiderstand 1,000272 Ohm wurde das Guildline 100 A System mit einem Normalwiderstand von 10,00016435 Ohm als Referenz eingesetzt. Die folgenden Bilder zeigen die Ergebnisse der Kalibrierung der 125-A-Messbereiche des STH-2000-U-1R. 1R zeigt den Einsatz des 1 Ω Widerstandes als Messwiderstand im Sekundärkreis des Nullflusswandlers.

Das Normal hat ein nominales Übersetzungsverhältnis K_i von 1000 und einen Sekundärwiderstand von 10 Ω . Bei einem Maximalstrom von 100 A ergibt sich somit eine Maximalspannung von 1 V. Das Referenzmesssystem weist einen vernachlässigbar kleinen Fehler und eine gesamte erweiterte Messunsicherheit von $2 \cdot 10^{-6}$ auf. Dies beinhaltet ebenfalls den 10 Ω Widerstand auf der Sekundärseite.

Die grünen Messpunkte in Abbildung 4.7 zeigen die relativen Abweichungen des Prüflings (STH-2000-U-125-1R) zum Referenznormal. Es ist deutlich erkennbar, dass die Streuung der Abweichungen ab einem Primärstrom von ca. 40 A innerhalb eines Bandes von ± 5 ppm liegt. In diesem Fall entsprechen 40 A einer Messbereichsausnutzung von 32 %. Aus diesem Grund wird für die folgende Auswertung der Abweichungen und bei allen weiteren Messungen lediglich der Bereich ab 30 % der Messbereichsausnutzung verwendet.

Die relativen Abweichungen bei 40 A bis 100 A zeigen einen annähernd linearen Verlauf. Mit einer linearen Trendlinie wird nun die approximierte Steigung dieses Verlaufs und ein theoretischer Offset bestimmt. Mithilfe dieser Linearfunktion kann man nun den Fehler des Wandlers zusammen mit dem verwendeten Widerstand rechnerisch minimieren. Dieser Schritt ist nur dann notwendig, wenn eine Präzisionskalibrierung ansteht, wie es bei der Rückführung auf das nationale Normal der Fall ist. Bei Kalibrierungen, bei denen nur eine grobe Messunsicherheit von z.B. 500 ppm benötigt wird, kann die Korrektur des Normalwandlers vernachlässigt werden. Es wird in solch einem Fall lediglich eine erhöhte Messunsicherheit in den Kalibrierschein geschrieben. Die Abweichungen des Normalwandlers befinden sich dann innerhalb der Messunsicherheit.

Zusätzlich wird in Abbildung 4.7 die erweiterte Messunsicherheit zugehörig zu jeder Abweichung dargestellt (rechte Achse, rot). Diese Darstellungsweise ist in der Messtechnik nicht üblich und wurde lediglich zur Verdeutlichung der Größe der erweiterten Messunsicherheit in ppm gewählt. Diese Messunsicherheit wird bei jedem Messvorgang berechnet, was in Kapitel 4.1.5 ausführlich beschrieben wird.

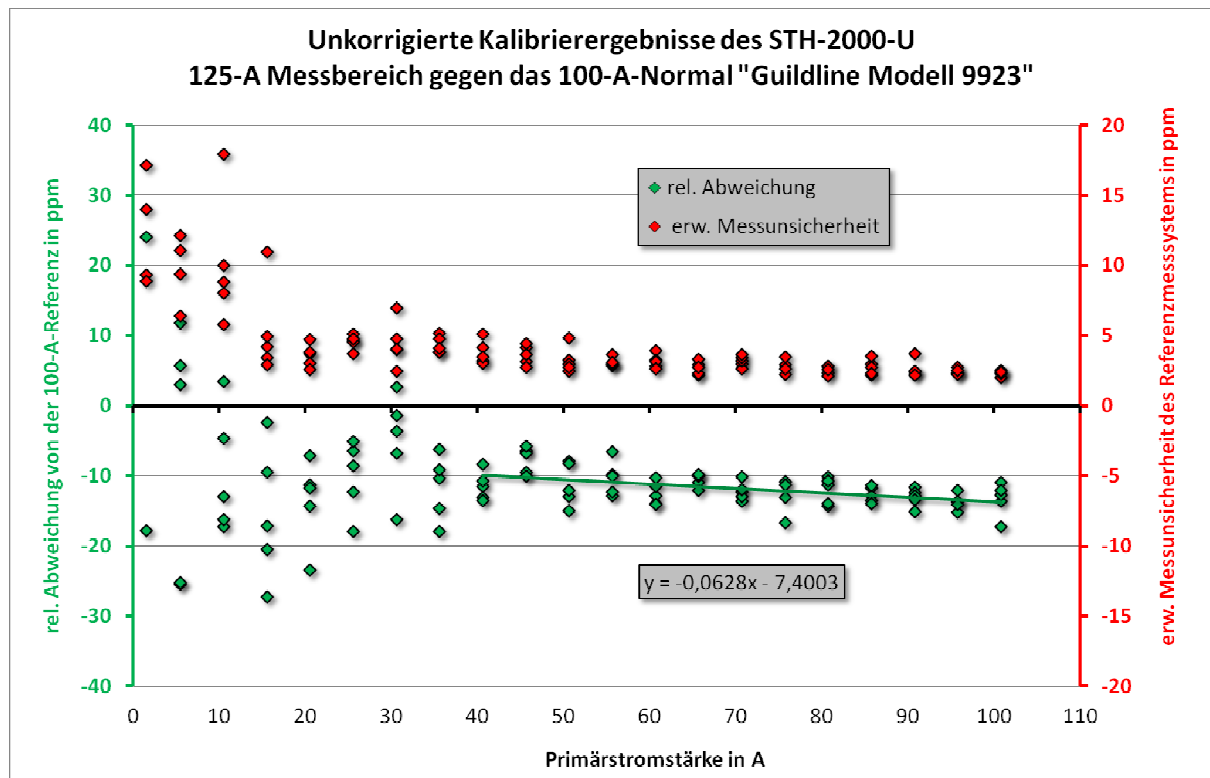


Abbildung 4.7: Messabweichung und Unsicherheiten des STH-2000-U-125-1R vom 100 A-Primärnormal

Bei der Verwendung dieses nun bekannten und kalibrierten Wandlers (inklusive des Sekundärwiderstandes) als Referenz der nächsten Messung werden die Messpunkte des Primärstromes I_N in die lineare Funktion eingesetzt. Die resultierenden Ergebnisse werden dann von der gemessenen Abweichung des Prüflings $\varepsilon_{i,X,Korr}$ subtrahiert. Somit werden die bekannten Fehler des als Normal verwendeten Stromwandlers korrigiert. In Abbildung 4.8 sind die Messwerte nach dem beschriebenen Ausgleichsprozess grafisch dargestellt. Hierfür wurde folgende Berechnung in der Excel-Vorlage automatisch durchgeführt.

$$\varepsilon_{i,X,Korr,neu} = \varepsilon_{i,X,Korr} - y \quad (4-11)$$

$$y = a \cdot I_N + b \quad (4-12)$$

Dabei ist $\varepsilon_{i,X,Korr}$ die offsetkorrigierte Abweichung des Prüflings von der Referenz ohne die Betrachtung des systematischen Fehlers (siehe grüne Punkte in Abbildung 4.7). Der systematische Fehler y wird von der linearen Funktion abgebildet und von $\varepsilon_{i,X,Korr}$ subtrahiert. In Abbildung 4.8 sieht man das Ergebnis dieser Korrektur, $\varepsilon_{i,X,Korr,neu}$.

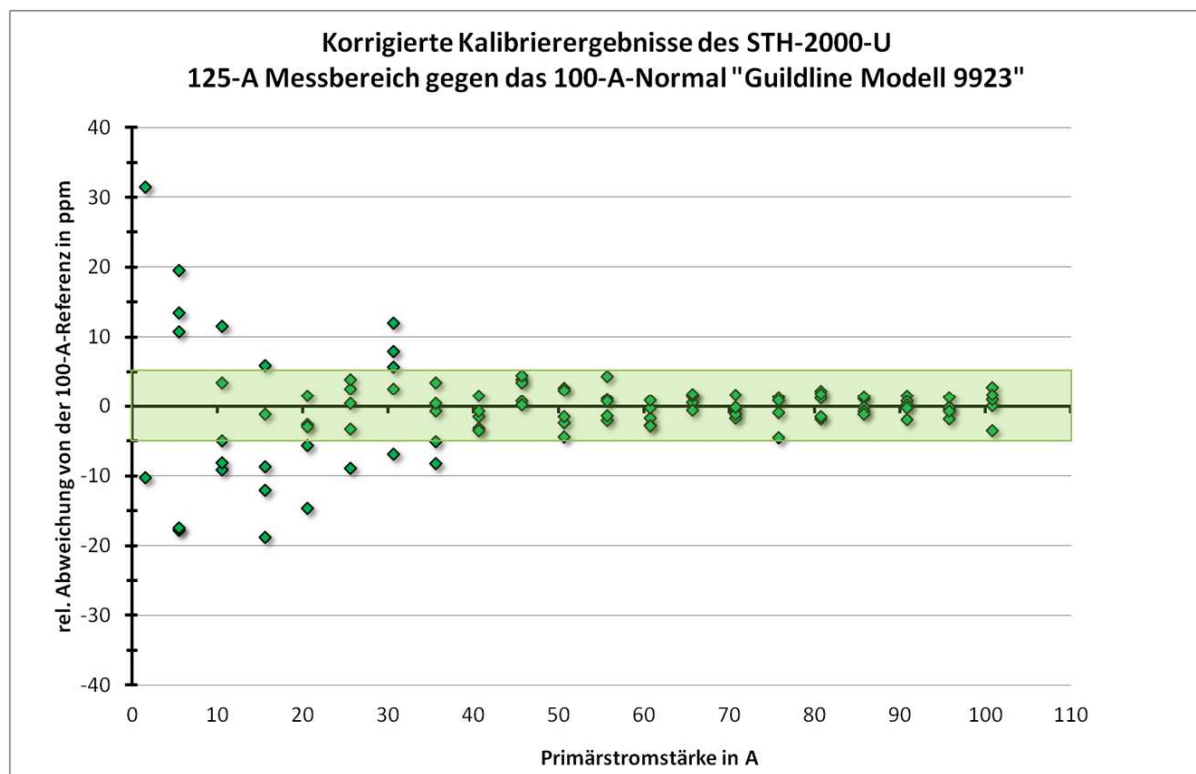


Abbildung 4.8: Messabweichungen des STH-2000-U125-1R korrigiert mit Hilfe der linearen Funktion

Dieses Verfahren wurde nun sowohl bei der Kalibrierung der Messbereiche 125A-1R und 250A-1R als auch bei der daran anschließenden Step-Up-Rückführung eingesetzt. Aufgrund des erhöhten Einflusses der Offsetspannungen in die

Messunsicherheit bei sinkender Messbereichsausnutzung der Wandler, wurden die Messunsicherheit und der oben beschriebene Korrekturverlauf erst ab einer Messbereichsausnutzung von 50% verwendet. Damit ergeben sich die in Abbildung 4.9 gezeigten Messbereiche auf der Stromachse von 75 A bis 2000 A. Die Messbereiche der Wandler sind so gewählt, dass diese sich auf der Stromachse überlappen.

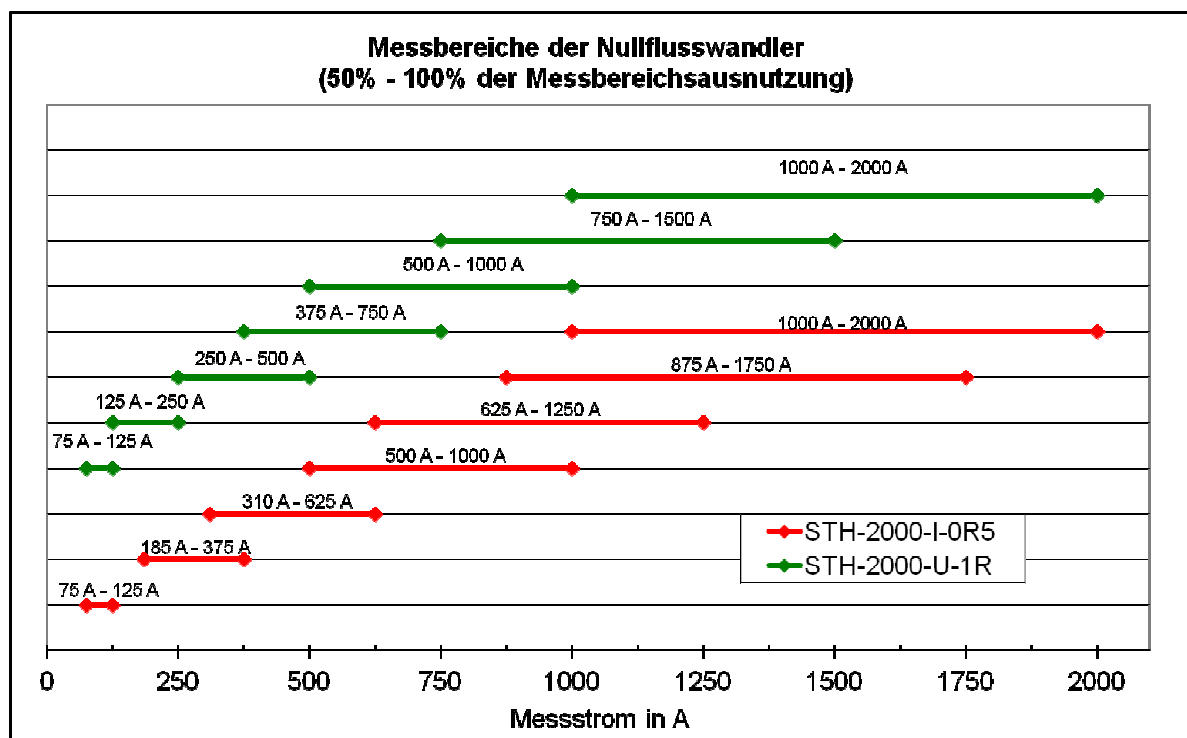


Abbildung 4.9: Messbereiche der Referenzwandler STH-2000-U und STH-2000-I

Im Folgenden sind die mit der hier beschriebenen Methode ermittelten Ergebnisse in tabellarischer und grafischer Form angegeben. Mit der PTB-Normalmesseinrichtung „Guideline Modell 9923“ wurde der Wandler STH-2000-U mit den Messbereichen 125 A und 250 A kalibriert. Im Messbereich 250 A wurden 2 Wicklungen des Primärstromes verwendet, um mit $I_{N,max} = 100$ A im sinnvollen Bereich der Messbereichsausnutzung zu arbeiten. In der folgenden Tabelle sind die Faktoren a und b einer linearen Normalfunktion nach Formel (4-12) sowie die errechnete Messunsicherheit ($k=1$) dargestellt. Zur Erweiterung der Korrektur zu einer quadratischen Funktion ist lediglich das Einfügen eines weiteren Polynomgrades mit

einem weiteren Vorfaktor notwendig. Aufgrund des nahezu linearen Verhaltens konnte jedoch dieser Faktor bei der Auswertung vernachlässigt werden.

Tabelle 4-3: Ergebnisse der Kalibrierung gegen das PTB-100-A-Normal

STH-2000-U-1R Messbereiche	a	b	$u(\varepsilon_{i,x})$ in \pmppm
125 A	-0,0628	-7,4	7
250 A	-0,0017	-10,442	5

Folgend sind die Ergebnisse der Kalibrierungen der ersten beiden Messbereiche des STH-2000-U grafisch dargestellt.

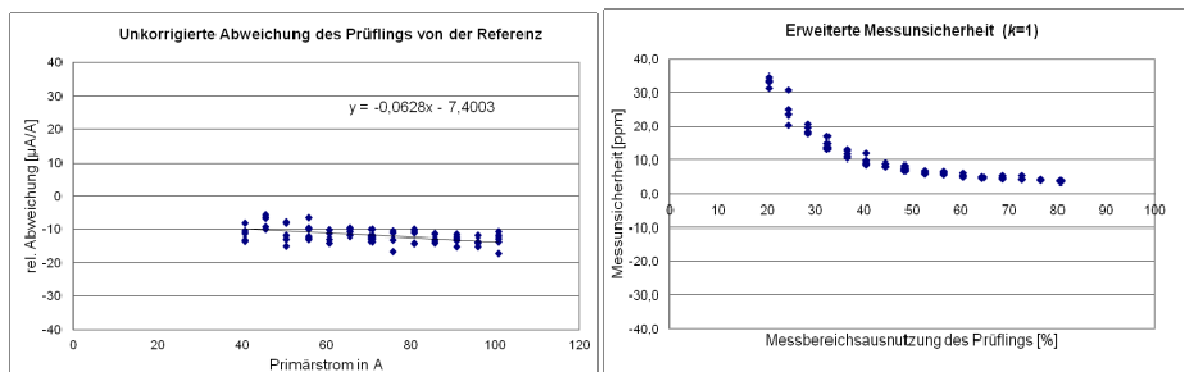


Abbildung 4.10: STH-2000-U-125-1R Kalibrierung mittels des PTB-100-A-Normals

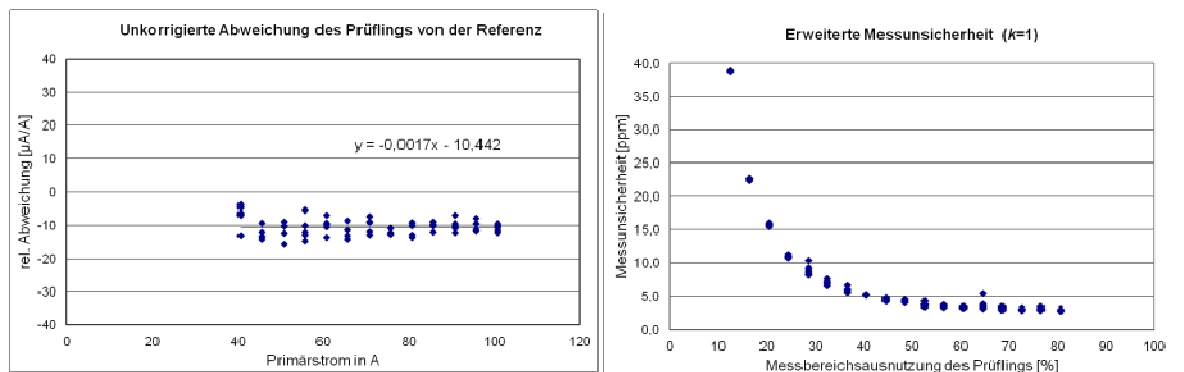


Abbildung 4.11: STH-2000-U-250-1R (mit 2 Windungen) Kalibrierung mittels des PTB-100-A-Normals

Das linke Bild zeigt jeweils die Abweichungen und den berechneten Korrekturverlauf. Auf dem rechten Bild sind die entsprechenden Messunsicherheiten abgebildet. Wie zu erwarten wird die Messunsicherheit mit geringerer Ausnutzung des Messbereiches größer. Dies liegt an dem stärkeren Einfluss der Offsetunsicherheit der Kanäle und der Unsicherheit der Widerstandswerte bei geringerer Messspannung.

4.1.4.2. Step-Up Verfahren zur Kalibrierung aller Messbereiche

Nach der Kalibrierung der ersten beiden Messbereiche der Nullflusswandler mit Hilfe des 100 A Normals der PTB „Guidline Modell 9923“ wurden die weiteren Messbereiche mittels eines Step-Up Verfahrens, wie es in Abbildung 4.12 gezeigt ist, kalibriert. Mit dem korrigierten Messbereich 125 A des Wandlers STH-2000-U konnte nun der Messbereich 125 A des Wandlers STH-2000-I mit Strömen bis maximal 125 A kalibriert werden. Auch hier konnten nach der Kalibrierung die ermittelten Abweichungen mit linearem Verhalten als Grundlage für einen Korrekturverlauf verwendet werden. Dabei floss die im Vorschritt festgelegte Messunsicherheit von ± 7 ppm (50%-100% der Messbereichsausnutzung) in die Berechnung der neuen Messunsicherheit ein. Danach konnte der 250 A Messbereich des STH-2000-U Wandlers mit dem 125 A des STH-2000-I Wandlers verglichen werden. Da der Messbereich 250 A des Wandlers STH-2000-U bereits gegen das 100 A Normal kalibriert wurde, konnten nun diese beiden Ergebnisse verglichen werden. Dieser Vergleich verifiziert die Genauigkeit des Step-Up-Verfahrens. Die folgenden Berechnungen zeigen die Vergleichsweise. Die Angaben sind relativ zum gemessenen Strom.

- I. Ergebnis des Messbereiches 125 A des Wandlers STH-2000-U gemessen gegen das 100 A Normal:

$$y = -0,0628 \frac{10^{-6}}{A} \cdot x - 7,4 \cdot 10^{-6} . \quad (4-13)$$

Die Steigung sowie die Verschiebung auf der y-Achse können hier abgelesen werden. Mit dieser Korrektur verwendet man den nun bekannten Messbereich für die Kalibrierung des nächsten Messbereiches des Wandlers STH-2000-I.

- II. Ergebnis des Messbereiches 125 A des Wandlers STH-2000-I gemessen gegen den im Schritt zuvor bestimmten Messbereich 125 A des Wandlers STH-2000-U:

$$y = -0,026 \frac{10^{-6}}{A} \cdot x - 22,5 \cdot 10^{-6} . \quad (4-14)$$

Mit dieser Korrekturlinearen kann man nun den nächsten Messbereich des Wandlers STH-2000-U einmessen.

- III. Ergebnis des Messbereiches 250 A des Wandler STH-2000-U gemessen gegen den im Schritt zuvor bestimmten Messbereich 125 des Wandlers STH-2000-I:

$$y = -0,029 \frac{10^{-6}}{A} \cdot x - 9,9 \cdot 10^{-6} . \quad (4-15)$$

Diese Korrekturfaktoren stehen nun für den Messbereich 250 A des Wandlers STH-2000-U, ermittelt mittels des Step-Up-Verfahrens. Die Korrekturfaktoren müssen im Idealfall mit den direkt ermittelten Korrekturfaktoren gemessen gegen das 100 A Normal übereinstimmen.

- IV. Ergebnis des Messbereiches 250 A des Wandler STH-2000-U gemessen gegen das 100 A Normal:

$$y = -0,002 \frac{10^{-6}}{A} \cdot x - 10 \cdot 10^{-6} . \quad (4-16)$$

Es ist zu erkennen, dass die Ergebnisse des Vergleiches zwischen der Step-Up Messung des 250 A Bereiches (4 15) und der direkten Messung gegen das 100 A Normal (4 16) nicht ganz identisch sind. Aus diesem Grund wird eine Proberechnung für den schlimmsten Fall (250 A = 100 % des Messbereiches) durchgeführt. Es wird

somit festgestellt wie viel Einfluss diese Diskrepanz auf die Genauigkeit der Messung hat. Hierfür werden die Ergebnisse beider Messwege bei einem Primärstrom von 250 A verglichen.

Die Fehler des Wandlers STH-2000-U-250-1R ergeben sich zu folgenden Werten:

$$y = -0,029 \frac{10^{-6}}{A} \cdot 250 A - 9,9 \cdot 10^{-6} = -17,2 \cdot 10^{-6} \quad (4-17)$$

mit einer Messunsicherheit von ± 10 ppm und

$$y = -0,002 \frac{10^{-6}}{A} \cdot 250 A - 10 \cdot 10^{-6} = -10,5 \cdot 10^{-6} \quad (4-18)$$

mit einer Messunsicherheit von ± 5 ppm.

Die Differenz der Ergebnisse von $6,7 \cdot 10^{-6}$ liegt innerhalb des Unsicherheitsbandes von ± 10 ppm und ist somit unkritisch.

Idealerweise soll das in Abbildung 4.12 gezeigte Modell der Step-Up Kalibrierung nun angewendet werden. Ein Nachteil dieses sehr feinstufigen Verfahrens ist die Fehlerfortpflanzung. Bei jedem Schritt der Kalibrierung wird die Messunsicherheit des Vorschlittes mit einbezogen. Somit wächst die Messunsicherheit proportional zu der Anzahl der Schritte. Um dies zu vermeiden wurden einige Messbereiche doppelt kalibriert. Zum einen wie eben schon beschrieben, mit dem kleineren Messbereich des zweiten Wandlers, zum anderen wurden ein oder zwei Messbereiche übersprungen.

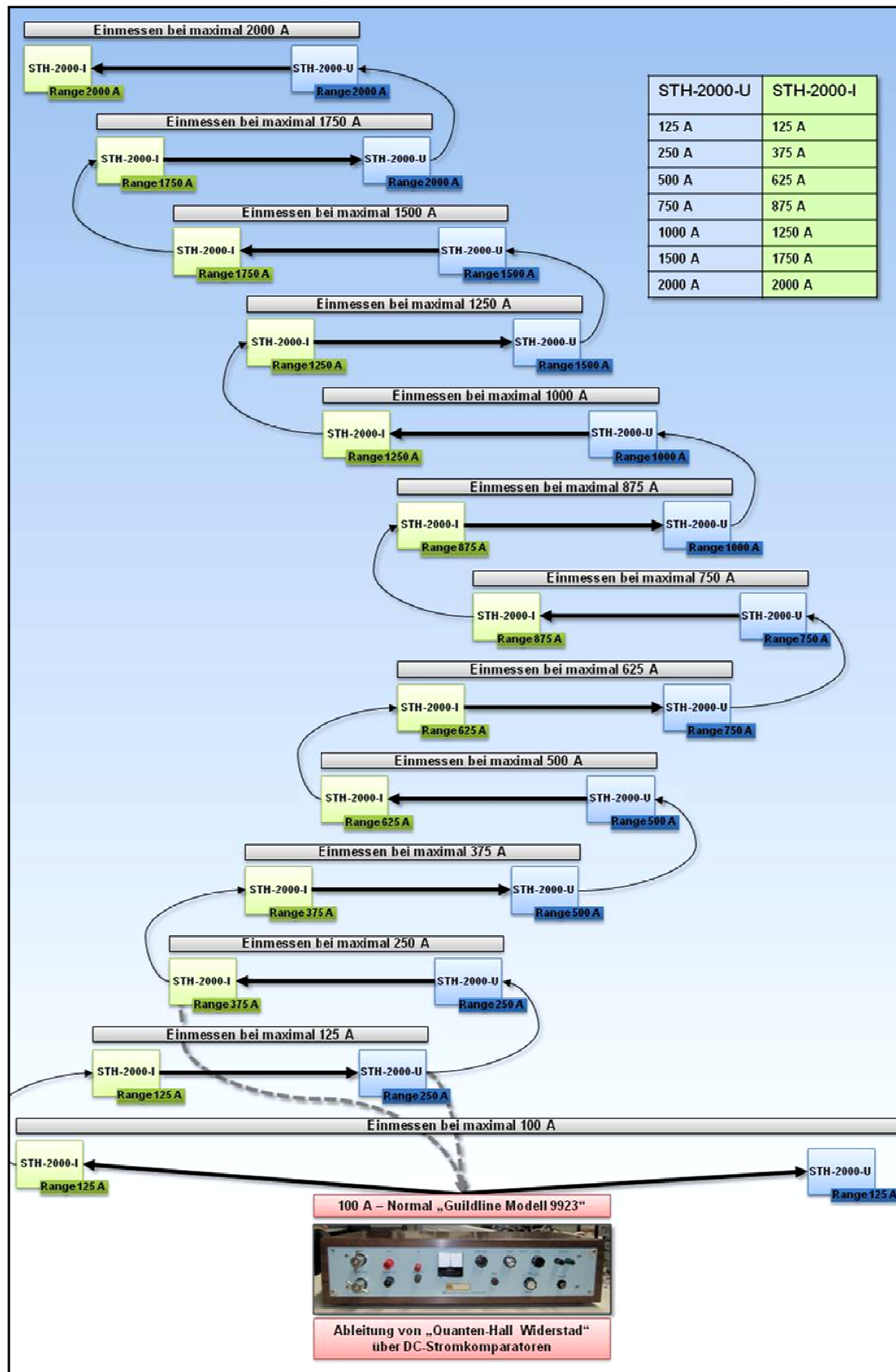


Abbildung 4.12: Step-Up-Verfahren für die Rückführung des DC-Hochstrommessplatzes mit den Nullflusswandlern STH-2000-I (grün) und STH-2000-U (blau)

Wenn beide Wege dasselbe Ergebnis innerhalb der angegebenen Messunsicherheit aufweisen, kann man das Ergebnis des direkten Weges und damit auch die kleinere Messunsicherheit verwenden. Das folgende Beispiel in Abbildung 4.13 verdeutlicht die Kalibrierung auf zwei unterschiedlichen Wegen. Dabei ist der im Step-Up Verfahren beschriebene Weg mit schwarzen Pfeilen und der direkte Weg mit dem roten Pfeil gekennzeichnet. Beim regulären Verfahren vermehrt sich die Messunsicherheit bei jedem Schritt, da die vorherige Messunsicherheit mit einfließt. Beim direkten Weg fließt nur die Messunsicherheit des 375A-Bereiches ein. Falls beide Wege dieselbe Abweichung ergeben, kann dem Ergebnis der Direktmessung vertraut werden. Deshalb kann für die folgenden Messungen die kleinere Messunsicherheit des direkten Weges verwendet werden. Diese Untersuchungen wurden getätigt und führten zu einer Verringerung der Messunsicherheiten bei den größeren Messbereichen.

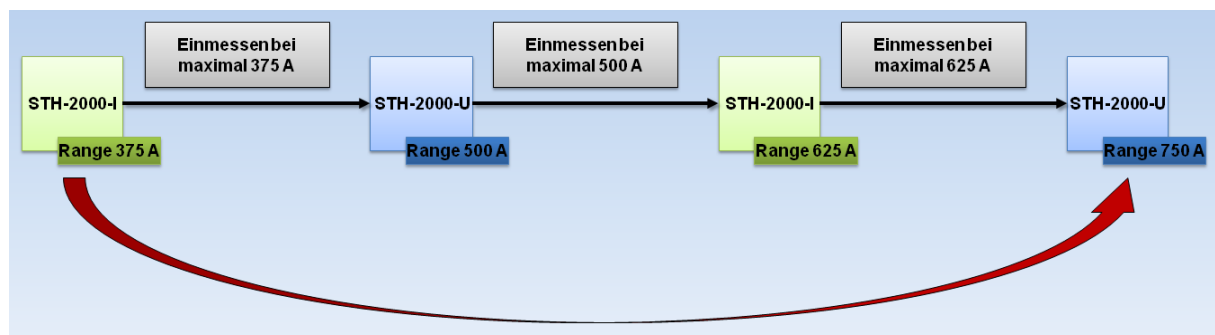


Abbildung 4.13: Zwei-Wege-Kalibrierung eines Messbereiches

In Tabelle 4-4 sind nochmal alle Ergebnisse des Primärwandlers STH-2000-U dargestellt. Zusätzlich sind die berechneten Messunsicherheiten für die Messbereiche angegeben. Die Berechnung der Messunsicherheiten wird im folgenden Kapitel detailliert beschrieben

Tabelle 4-4: Messunsicherheiten der Messbereiche des Gleichstromkalibrierplatzes mit dem Nullflusswandler STH-2000-U und dem Messwiderstand 1,000272 Ω

STH-2000-U-1R Messbereiche	a	b	$u(\varepsilon_{i,x})$ in \pmppm
125 A	-0,0628	-7,4	7
250 A	-0,0017	-10,442	5
500 A	+0,0032	-9,0184	20
750 A	-0,0035	-7,169	20
1000 A	+0,0086	-18,985	31
1500 A	+0,0029	-9,3958	28
2000 A	+0,0039	-11,281	28

4.1.5. Berechnung der Messunsicherheit

Für die Darstellung der Modellgleichung der Unsicherheitsberechnung werden nun die möglichen Beiträge zur Messabweichung und deren Unsicherheitsbeiträge dieser Vergleichsmessung in die Gleichung mit aufgenommen. Dazu zählen:

ε_V : Messabweichung bedingt durch das Spannungsverhältnis. Sie beinhaltet die Messunsicherheit $u(V)$ mit einer Standardverteilung.

$\varepsilon_{\text{off},X}$: Messabweichung bedingt durch die Offsetspannung des Prüflings. Sie beinhaltet die Messunsicherheit $u(U_{\text{off},X})$ mit einer Rechteckverteilung.

$\varepsilon_{\text{off,N}}$: Messabweichung bedingt durch die Offsetspannung des Normals. Sie beinhaltet die Messunsicherheit $u(U_{\text{off,N}})$ mit einer Rechteckverteilung.

ε_{N} : Messabweichung bedingt durch das Referenzmesssystem. Sie beinhaltet die Messunsicherheit $u(N)$ mit einer Standardverteilung.

ε_{Rx} : Messabweichung bedingt durch den Sekundärwiderstand des Prüflings. Sie beinhaltet die Messunsicherheit $u(R_X)$ mit einer Rechteckverteilung.

ε_{Rn} : Messabweichung bedingt durch den Sekundärwiderstand des Normals. Sie beinhaltet die Messunsicherheit $u(R_N)$ mit einer Rechteckverteilung.

Diese Beiträge sind relativ und beziehen sich auf die jeweilige Größe. Aus diesem Grund müssen sie mit der entsprechenden Größe multipliziert und zu der Gesamtgleichung addiert werden. Diese Beiträge haben immer die folgende Form.

$$\varepsilon_a = x_a \pm u(x_a) \quad (4-19)$$

Dabei ist x_a die relative Abweichung, also der Fehler der Messgröße. Die Unsicherheit dieses Fehlers wird mit $\pm u(x_a)$ beschrieben, wobei die statistische Verteilung dieser Größe ebenfalls eine Rolle spielt.

In diesem Fall werden die Abweichungen der beschriebenen Beiträge alle den Wert Null haben, da die gemessenen Abweichungen nach der Messung korrigiert (oder genullt) werden. Lediglich der Unsicherheitsbeitrag bleibt erhalten und spiegelt sich in der Gesamtunsicherheit der Messung wieder.

$$\varepsilon_a = 0 \pm u(x_a) \quad (4-20)$$

Die Modellgleichung für die Unsicherheitsberechnung ergibt sich nach dem Einfügen der eben beschriebenen Beiträge.

$$\varepsilon_{i,X} = V \cdot (1 + \varepsilon_V) \cdot \left(\frac{\left(1 - \frac{U_{\text{off},X} \cdot (1 + \varepsilon_{\text{off},X})}{U_X} \right)}{\left(1 - \frac{U_{\text{off},N} \cdot (1 + \varepsilon_{\text{off},N})}{U_N} \right)} \right) \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \cdot \frac{(1 + \varepsilon_{Rn})}{(1 + \varepsilon_{Rx})} \cdot (1 + \varepsilon_N) - 1 \quad (4-21)$$

Die gelb markierten Beiträge beinhalten, wie oben bereits beschrieben, den Fehler „0“ \pm die dazu gehörige Unsicherheit. Die erstellte Modellgleichung wird für die Auswertung unter Betrachtung des „*Guide to the Expression of Uncertainty of Measurement*“, für die Bestimmung der erweiterten Messunsicherheit verwendet. [DKD3], [GUM93], [KAP02]

Die Unsicherheit $u(\varepsilon_{i,X})$ setzt sich aus allen Teilunsicherheiten der Eingangsgrößen zusammen. Welche Unsicherheit wie stark ins Gewicht fällt, wird über die jeweiligen Sensitivitätskoeffizienten berechnet. Die Sensitivitätskoeffizienten berechnen sich aus der Modellfunktion, indem diese nach dem Parameter des gewünschten Sensitivitätskoeffizienten partiell abgeleitet wird. Hierfür ist eine Umstellung oder Vereinfachung der Gleichung sinnvoll. Die Vereinfachung der Gleichung sollte so ausgeführt werden, dass die Durchführung der partiellen Ableitungen möglichst simpel gestaltet werden kann. Hierfür sollte lediglich ein einziger konstanter Vorfaktor vor allen abzuleitenden Parametern vorhanden sein.

Als Erstes wird der Term mit den Offsetspannungen umgestellt. Hierfür muss beachtet werden, dass vor jeder Messung die Offsetspannungen $U_{\text{off},X}$ und $U_{\text{off},N}$ von den Messspannungen abgezogen werden, damit sie in der Gleichung genullt werden können. Lediglich die Unsicherheitsbeträge von $\varepsilon_{\text{off},X}$ und $\varepsilon_{\text{off},N}$ bleiben enthalten. Daraus resultiert:

$$\left(\frac{\left(1 - \frac{U_{\text{off},X} \cdot (1 + \varepsilon_{\text{off},X})}{U_X} \right)}{\left(1 - \frac{U_{\text{off},N} \cdot (1 + \varepsilon_{\text{off},N})}{U_N} \right)} \right) = \left(\frac{\left(1 - \frac{u(U_{\text{off},X})}{U_X} \right)}{\left(1 - \frac{u(U_{\text{off},N})}{U_N} \right)} \right) \quad (4-22)$$

Unter der Annahme, dass $\frac{u(U_{\text{off},X})}{U_X}$ und $\frac{u(U_{\text{off},N})}{U_N}$ sehr klein sind, da die Unsicherheiten $u(U_{\text{off},X})$ um $u(U_{\text{off},N})$ um Faktor $1 \cdot 10^{-5}$ kleiner sind als die Messspannungen U_N und U_X , kann der Term wie folgt umgestellt werden:

$$\left(\frac{\left(1 - \frac{u(U_{\text{off},X})}{U_X} \right)}{\left(1 - \frac{u(U_{\text{off},N})}{U_N} \right)} \right) = \left(1 - \frac{u(U_{\text{off},X})}{U_X} + \frac{u(U_{\text{off},N})}{U_N} \right) \quad (4-23)$$

Die gleiche Umstellung kann für den Term der Unsicherheiten der Sekundärwiderstände, bei Annahme von sehr kleinen Unsicherheiten, durchgeführt werden.

$$\frac{(1 + \varepsilon_{Rn})}{(1 + \varepsilon_{Rx})} = \frac{(1 + u(R_N))}{(1 + u(R_N))} = (1 - u(R_N) + u(R_N)) \quad (4-24)$$

Damit ergibt sich die Modellgleichung zu:

$$\varepsilon_{i,X} = V \cdot (1 + u(V)) \cdot \left(1 - \frac{u(U_{\text{off},X})}{U_X} + \frac{u(U_{\text{off},N})}{U_N} \right) \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \cdot (1 + u(R_X) - u(R_N)) \cdot (1 + u(N)) - 1 \quad (4-25)$$

Aufgrund der sehr kleinen Werte der hier betrachteten Unsicherheiten, verschwinden die Produkte von zwei Unsicherheiten bei der Ausmultiplikation und es ergibt sich die folgende Gleichung.

$$\varepsilon_{i,X} = V \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \cdot \left(1 + u(V) - \frac{u(U_{\text{off},X})}{U_X} + \frac{u(U_{\text{off},N})}{U_N} + u(R_X) - u(R_N) + u(N) \right) - 1 \quad (4-26)$$

Mit dieser nun umgestellten Modellgleichung kann bei jeder Messung die Messunsicherheit bestimmt werden. Hierfür werden für jede Teilunsicherheit der Sensitivitätsfaktor und die statistische Verteilung benötigt. Nachfolgend werden die Sensitivitätskoeffizienten, also die partiellen Ableitungen der Modelfunktion, dargestellt.

$$c(u(V)) = \frac{\partial \varepsilon_{i,X}}{\partial u(V)} = V \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \quad (4-27)$$

$$c(u(U_{\text{off},X})) = \frac{\partial \varepsilon_{i,X}}{\partial u(U_{\text{off},X})} = -\frac{1}{U_X} \cdot V \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \quad (4-28)$$

$$c(u(U_{\text{off},N})) = \frac{\partial \varepsilon_{i,X}}{\partial u(U_{\text{off},N})} = +\frac{1}{U_N} \cdot V \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \quad (4-29)$$

$$c(u(R_X)) = \frac{\partial \varepsilon_{i,X}}{\partial u(R_X)} = V \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \quad (4-30)$$

$$c(u(R_N)) = \frac{\partial \varepsilon_{i,X}}{\partial u(R_N)} = -V \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \quad (4-31)$$

$$c(u(N)) = \frac{\partial \varepsilon_{i,X}}{\partial u(N)} = V \cdot \frac{K_X}{K_N} \cdot \frac{R_N \cdot n_N}{R_X \cdot n_X} \quad (4-32)$$

Nun müssen die einzelnen Standardunsicherheiten der Schätzwerte der Eingangsgrößen V , $U_{\text{off},X}$, $U_{\text{off},N}$, R_X , R_N und N berechnet werden. Die Berechnung ist dabei abhängig vom Typ der Unsicherheit. Es gibt die Messunsicherheit nach Typ A, welche durch statistische Analyse einer Messreihe entsteht, und die Messunsicherheit nach Typ B, welche auf anderen messtechnischen oder wissenschaftlich fundierten Kenntnissen beruht. [DKD3], [GUM93], [KAP02]

$u(V)$ ist eine Typ A Unsicherheit, diese wird unter Benutzung der empirischen Standardabweichung berechnet und ist daher eine normalverteilte Größe. Durch die empirische Standardabweichung des Mittelwertes von V wird die Typ A Unsicherheit bestimmt. Das bedeutet, die Standardabweichung der gemessenen Werte $s(V)$ wird

durch die Wurzel der Anzahl an Freiheitsgraden $n-1$ geteilt, wobei n die Anzahl an Werten für die Mittelwertbildung ist. [DKD3], [GUM93], [KAP02]

$$u(V) = \frac{s(V)}{\sqrt{n-1}} \quad (4-33)$$

$u(U_{\text{off},X})$ und $u(U_{\text{off},N})$ sind beide Typ B Unsicherheit, da sie nicht direkt in der Messung bestimmt wurden. Sie sind aufgrund der Tatsache, dass nur die äußeren Grenzen des Intervalls vorliegen und keine Daten über ihre Wahrscheinlichkeitsdichte bekannt sind, rechteckverteilt. Nach [KAP02] berechnet sich hier die Standardunsicherheit durch die Halbbreiten $a(U_{\text{off},X})$ und $a(U_{\text{off},N})$ der Intervalle zu

$$u(U_{\text{off},X}) = \frac{a(U_{\text{off},X})}{\sqrt{3}} \quad \text{bzw} \quad u(U_{\text{off},N}) = \frac{a(U_{\text{off},N})}{\sqrt{3}}. \quad (4-34)$$

Die Unsicherheiten der beiden gemessenen Spannungen der Wandler U_X und U_N wurden vernachlässigt, da diese sich durch ihre Position in der Modellfunktion nicht relevant auf die Gesamtunsicherheit auswirken. Der Unsicherheitsbeitrag läge bei Werten von wenigen $1 \cdot 10^{-12}$. Somit wurden die Spannungen U_X und U_N im weiteren Verlauf der Berechnungen als Konstanten betrachtet. Allerdings sind sie indirekt über das Verhältnis V im Unsicherheitsbudget vertreten. Die Parameter K_X , R_X , n_X sowie K_N , R_N , n_N sind Konstanten und wurden daher ebenfalls als solche betrachtet.

$u(N)$ wird aus der Standardabweichung der Mittelwerte von N berechnet. Diese ist wie auch schon bei $u(V)$ normalverteilt und berechnet sich zu

$$u(N) = \frac{s(N)}{\sqrt{n-1}}. \quad (4-35)$$

Getreu der Formeln für die Sensitivitätskoeffizienten wird in Excel eine Tabelle angelegt, in welcher die Sensitivitätskoeffizienten für jede Messung mit Zellbezug auf die Eingangsschätzwerte berechnet werden. Anschließend wird aus den ebenfalls eingetragenen benötigten Standardunsicherheiten und deren Sensitivitätskoeffizienten über Zellbezüge die Berechnung umgesetzt. So kann ein komplettes GUM Unsicherheits-Budget in jeder Zeile von Excel berechnet werden. Die gesamte Standardmessunsicherheit ergibt sich dann wie folgt:

$$u(\varepsilon_{i,X}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (c_i \cdot u_i)^2}. \quad (4-36)$$

In Kalibrierscheinen erfolgt die Angabe der erweiterten Messunsicherheit, die sich aus der Standardmessunsicherheit durch Multiplikation mit dem Erweiterungsfaktor $k=2$ ergibt. Dabei liegt der Wert der Messgröße im Regelfall mit einer Wahrscheinlichkeit von annähernd 95 % im zugeordneten Werteintervall. [DKD3], [GUM93], [KAP02]

$$U(\varepsilon_{i,X}) = 2 \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^n (c_i \cdot u_i)^2} \quad (4-37)$$

4.2. Mischstrommessplatz bis $2000\text{ A}_{\text{DC}}$ und 20 A_{AC} *Mischstromerzeugung*

Der Mischstrommessplatz besteht, wie in Abbildung 4.14 dargestellt, aus zwei parallelen Stromkreisen. Der Gleichstromkreis beinhaltet, wie schon beschrieben, sechs parallel geschaltete Gleichstromquellen und einen symmetrischen Aufbau von Kupferschienen. Der im Kapitel 4.1.1 beschriebene Aufbau kann hierfür uneingeschränkt verwendet werden. Für den Wechselstromanteil wurde der zweite Stromkreis oberhalb des Gleichstromkreises aufgebaut. Die Erzeugung der Signalform wird mittels eines kommerziellen Frequenzgenerators ermöglicht. Die Ausgangsspannung dieses Generators wird auf einen Transkonduktanzverstärker gegeben, mit welchem die gewünschte Amplitude und Frequenz eines Wechselstromes erzeugt werden kann. Gemäß der Kirchhoff'schen Knotenregel und unter der Annahme idealer Stromquellen mit einer unendlich hohen Impedanz, fließt in dem überlagerten Teil der beiden Stromkreise die genaue Addition der einzelnen Ströme.

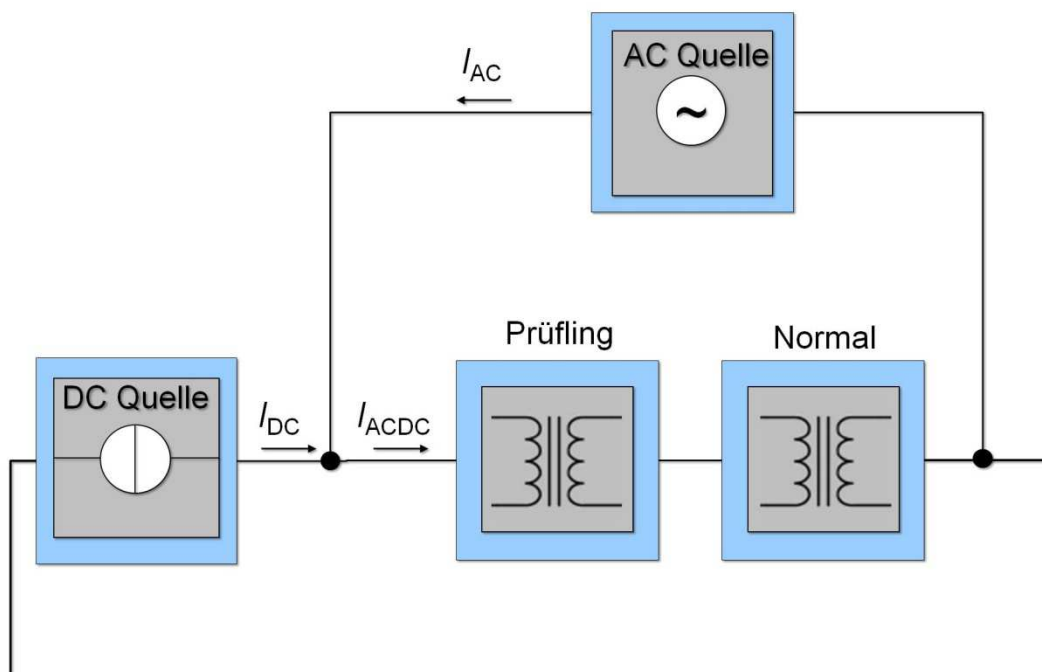


Abbildung 4.14: Erzeugungskreis für Mischstrommessungen

Im reellen Aufbau dieser Stromkreise führen jedoch die nicht-idealen Innenimpedanzen der Gleich- und Wechselstromquellen zu unerwünschten Stromverteilungen. So sind die sechs parallel-geschalteten Gleichstromquellen am Ausgang mit je einem bipolaren Glättungskondensator ausgestattet. Dies bewirkt eine Verringerung der Innenimpedanzen der Gleichstromquellen mit steigenden Frequenzen des Wechselstromes. Dieser Effekt führt dazu, dass der von dem Transkonduktanzverstärker erzeugte Wechselstrom sich frequenzabhängig im überlagerten Stromkreis und im reinen Gleichstromkreis aufteilt. Dies galt es anhand von Messungen nachzuweisen und den Grad des Einflusses auf die bereits beschriebene Gleichstrommessgenauigkeit zu untersuchen.

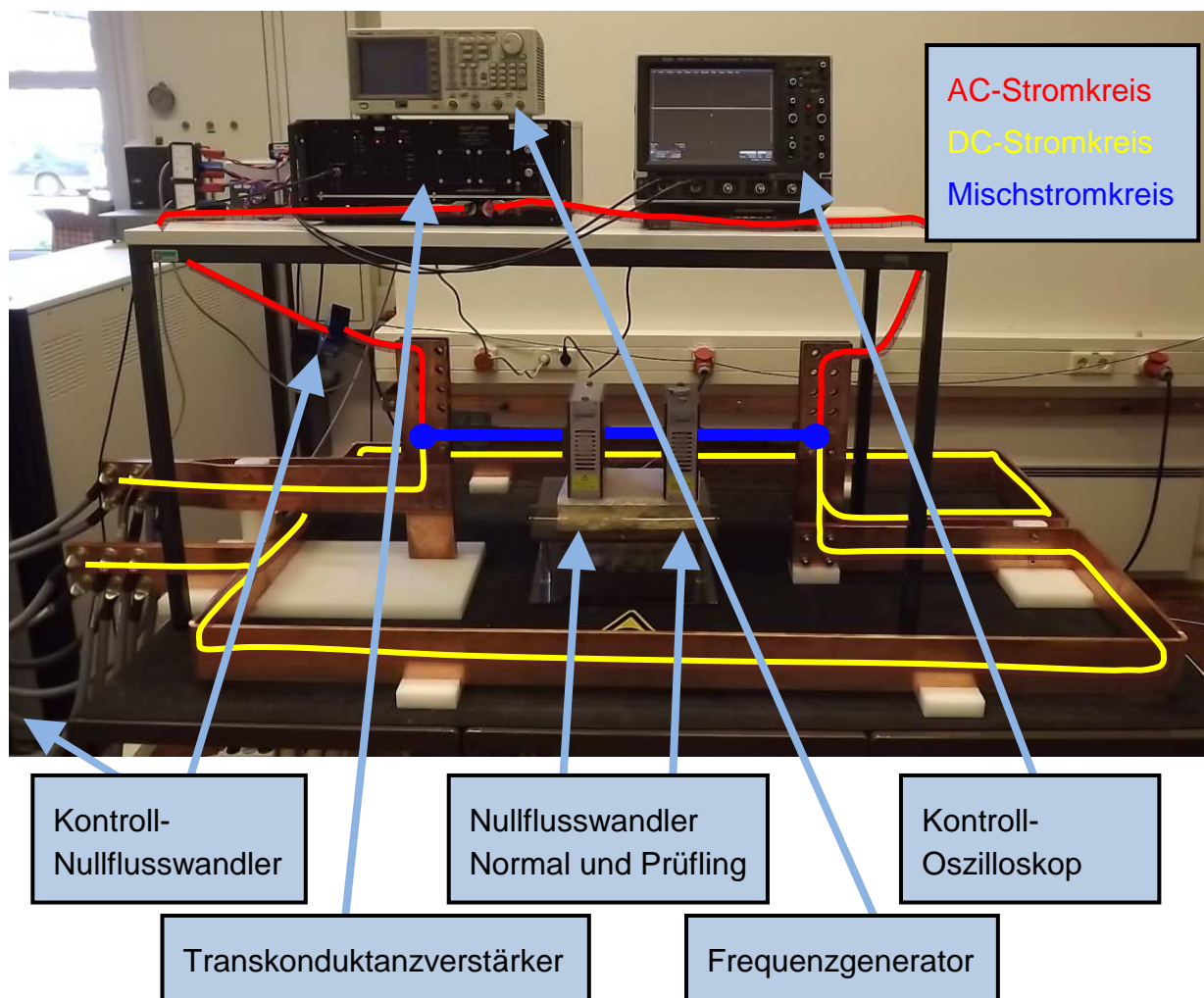


Abbildung 4.15: Aufbau des Mischstrommessplatzes

Für diesen Zweck wurde der eben beschriebene Mischstrommessplatz mit Kontroll-Nullflusswandlern sowohl im reinen DC- als auch im reinen AC-Stromkreis ausgestattet. In Abbildung 4.15 ist der Mischstrommessplatz aufgezeigt. Der gelbe Pfad zeigt dabei den reinen Gleichstromkreis, welcher bereits im Vorkapitel erläutert wurde. Zusätzlich wurde darüber der Wechselstromkreis installiert. Dieser besitzt einen Präzisions-Transkonduktanz-Leistungsverstärker der Marke *Rohrer Mess- und Systemtechnik* Modell PA2021G und ermöglicht laut Hersteller die Erzeugung von sinusförmigen Strömen mit einem Effektivwert von bis zu 20 A mit einer Bandbreite von 150 kHz bei -3dB. Der Hersteller gibt einen DC Offset von 0,02 % des Messbereiches an. Im Bereich 20 A bedeutet dies einen Offset von 4 mA und stellt damit eine relevante Größe für die Gleichstrommessung dar. Aufgrund der Offsetkorrektur mittels der Aufzeichnung desselben vor der Messung, wird dieser Einfluss jedoch beseitigt. Die genauen Spezifikationen des Transkonduktanzverstärkers sind in [ROH12] angegeben. Angesteuert wird der Verstärker von einem kommerziellen Signalgenerator. Die benötigten Eingangsspannungen des Verstärkers liegen bei maximal ± 10 V. Um die Herstellerangaben bezüglich der Bandbreite in dem hier beschriebenen Messkreis zu bestätigen, wurde eine Kontrollmessreihe der Stromamplitude in Abhängigkeit von der eingestellten Frequenz durchgeführt. Als Eingangssignal wurde eine 7 V_{RMS} Wechselspannung eingestellt, damit eine maximale Amplitudenhöhe des Ausgangswechselstromes von 19,8 A ($I_{\text{peak}} = 14\text{ A} \cdot \sqrt{2}$) realisiert werden konnte. Die Erfassung dieses Stromes wurde mittels der in Abbildung 4.15 dargestellten Kontroll-Nullflusswandler getätigt. In Abbildung 4.16 ist deutlich erkennbar, dass die 3 dB Grenze des Leistungsverstärkers über 100 kHz und damit weit über der gewünschten Grenzfrequenz von 20 kHz liegt. Dieser Verstärker kann somit für die Erzeugung der gewünschten Wechselanteile auf dem Gleichstrom verwendet werden.

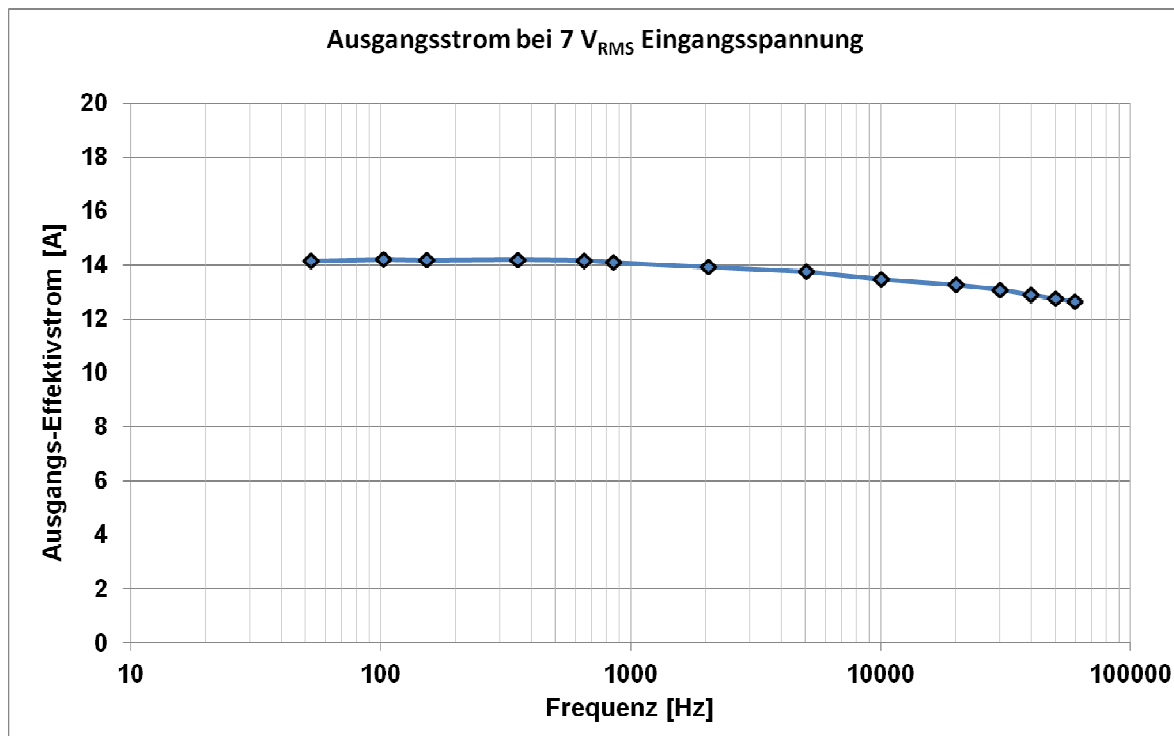


Abbildung 4.16: Frequenzabhängiger Ausgangsstrom des Transkonduktanz-Leistungsverstärkers bei konstanter Eingangsspannung

Um die Beeinflussung durch die Einwirkung von überlagerten Wechselanteilen auf die Genauigkeit der hier als Normal dienenden Nullflusswandler zu ermitteln, kann das an der PTB entwickelte „voltage ratio system“ (siehe [MOH13] und [MÖHR12]) eingesetzt werden. Dieses Messsystem dient dazu, zwei Spannungen mit zwei differentiellen Messeingängen zu erfassen und das Verhältnis daraus zu berechnen. Es ist auf Basis eines zwei-kanaligen Digitizers mit spezieller Ansteuer- und Auswertesoftware aufgebaut. Aufgrund des schnellen (bis zu 15MS/s) Abtastens können die beiden Messsignale im Bildbereich sehr detailliert aufgezeigt werden. Für die Messung von Frequenzanteilen bis hin zu 100 kHz reicht allerdings nach dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem eine Abtastrate von 200 kHz aus. Mit der Verringerung der Abtastfrequenz kann die Bitrate des Digitizers erhöht werden, was zu einer verbesserten Amplitudengenauigkeit führt. Es entsteht also die Möglichkeit der Berechnung der Einzelanteile der Gesamtspannung, bestehend aus einer Gleichspannung und den Einzelfrequenzanteilen der überlagerten Wechselspannung. [MEI13_5], [MÖHR12]

Eine übersichtliche Darstellung dieser beiden Anteile der Spannung bietet der in der Norm IEC 60060-1 festgelegte Faktor der Restwelligkeit. Dieser soll ähnlich dem bekannten AC-Klirrfaktor das Verhältnis der Oberschwingungsanteile zum Anteil der Grundschiwingung darstellen. In diesem Fall wird allerdings der DC-Anteil als Grundschiwingung verwendet und nicht die im Bereich der Energiemesstechnik übliche 50 Hz Schwiwingung. Weiterhin ist zu unterscheiden zwischen den Harmonischen und den Oberschwiwingungen. Bei den Harmonischen handelt es sich um ein Vielfaches einer Grundschiwingung, während die Oberschwiwingungen - im Rahmen dieser Arbeit - die abgebildeten Frequenzanteile nach der diskreten Wandlung des Signals in den Bildbereich darstellen. Laut der in (4-38) dargestellten Formel wird die DC-Restwelligkeit lediglich über den höchsten und niedrigsten Wert des Wechselsignals, also aller Frequenzanteile, definiert. Bei Sinusförmigen Signalen kann auch der Effektivwert eines Wechselsignals multipliziert mit dem Faktor $\sqrt{2}$ verwendet werden.

$$\text{allgemein: } \gamma = \frac{i_{ss}/2}{|I_{DC}|} \quad \text{bei sinusförmigen Anteilen: } \gamma = \frac{i_{eff} \cdot \sqrt{2}}{|I_{DC}|} \quad (4-38)$$

Nachfolgend sind die Ergebnisse der Einflussbestimmung des Wechselstromes auf die Genauigkeit der Gleichstrommessung abgebildet. Hierfür wurden die zwei Nullfluss-Kontroll-Stromsensoren auf dem AC-Pfad und dem DC-Pfad der Messeinrichtung genutzt. Die gemessenen Ströme wurden mit den gemessenen Strömen des Normalstromwandlers und des Prüflings, welche im Mischstrom-Pfad eingesetzt sind, verglichen. Abbildung 4.17 zeigt die Stromverläufe in diesen drei Strompfaden der Messeinrichtung. Es ist ersichtlich, dass der Gleichstrom korrekt und zu 100 % durch den gewünschten Mischstrompfad fließt, andernfalls würde die Messkurve des reinen AC-Pfades (grüne Linie) ein Offset aufweisen. Weiterhin ist auffallend, dass der Wechselstrom nicht zu 100 % durch den gewünschten Mischstrompfad fließt, sondern sich auf die beiden Strompfade DC und DC+AC aufteilt. Dieses Verhalten tritt deutlicher auf mit der Erhöhung der Frequenz. Die Erklärung hierfür sind die am Ausgang der Gleichstromquellen eingesetzten

bipolaren Glättungskondensatoren, welche eine frequenzabhängige Parallelimpedanz zum AC-Pfad darstellen. Die Aufteilung des Wechselstromes wird anhand der DC- und AC-Stromverläufe deutlich (rote und grüne Linie). Die Drehung der Polarität des Wechselstromes am DC-Stromsensor resultiert aus der Einbaurichtung des Sensors. Dieser ist in positive Richtung des Gleichstromes aufgestellt. Da er aber im positiven Pol der Messeinrichtung eingebaut ist, ist die Lage in Bezug auf den Wechselstrompfad negativ. Während der Gleichstrommessung wird der Mittelwert der abgetasteten Einzelwerte verwendet. Bei einem überlagerten Wechselstrom bedeutet dies, dass der Wechselstromanteil heraus gerechnet wird. Dies passiert jedoch nur dann, wenn das Abtastintervall ein ganzes Vielfaches der Wechselstromfrequenz ist. Darauf muss bei der Einstellung des Stromripples geachtet werden.

Es hat sich gezeigt, dass der Einfluss des Wechselstromes auf die Genauigkeit der Gleichstrommessung bei den eingesetzten Nullflusswandlern wie erwartet nicht nachweisbar ist. Demensprechend kann der hier verwendete Gleichstrommesskreis, inklusive der zurückgeführten Nullflusswandler, für eine Bewertung der Beeinflussung der Genauigkeit eines DC-Prüflings aufgrund von Wechselstromüberlagerungen eingesetzt werden. Auch die Entstehung eines durch den Wechselstrom eventuell verursachten Offsets konnte nicht nachgewiesen werden. Hierfür wurden die Gleichstromquellen nach Übernahme des existierenden Offsets bei 0 A gehalten, wobei die Wechselstromquelle von 0 bis 20 A_{peak} und Frequenzen von 100 Hz bis 20 kHz betrieben wurde.

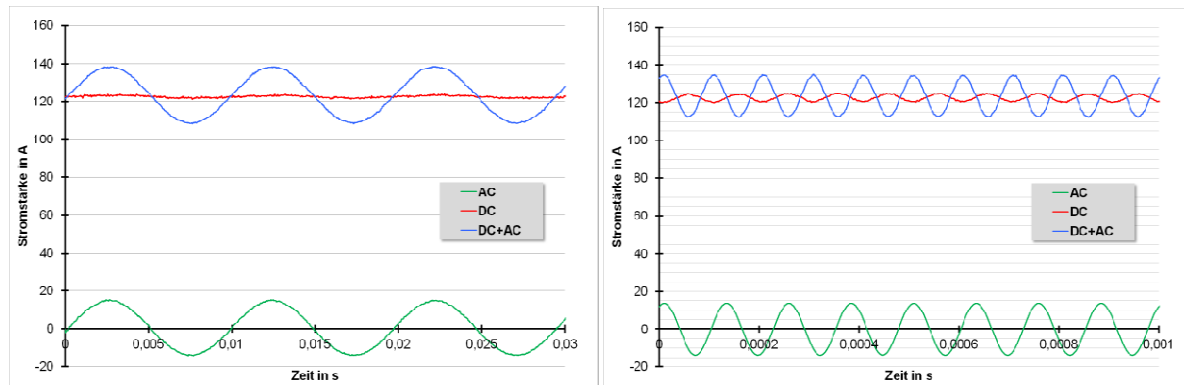


Abbildung 4.17: Kombinierte Gleich- und Wechselstrommessung

Linkes Bild: AC-, DC- und Mischstromsignal bei 102,5 Hz

Rechtes Bild: AC-, DC- und Mischstromsignal bei 10002,5 Hz

Ein weiterer Schritt wird es sein, mittels einer Mess- und Auswertesoftware die Genauigkeit der Welligkeits-Messung auf hohen Gleichströmen zu ermitteln. Mit dem hier beschriebenen Messsystem (VRS) und der dort integrierten Messsoftware ist es durch Softwareerweiterung möglich, die Welligkeit des Mischstromes für alle Oberschwingungen anzugeben. Jedoch hängt die Messgenauigkeit stark von der Messbereichsausnutzung der Nullflusswandler ab. Dies bedeutet, dass bei den im Vergleich zum Gleichstrom geringen Wechselströmen der Wandler sich im Bereich der sehr geringen Ausnutzung und damit im Bereich der erhöhten Messunsicherheit befindet. Die Messung des Wechselstromanteils ist somit eine Herausforderung. Aus diesem Grund wird eine separate Messung des AC- und DC-Stromes mit getrennten Gleich- und Wechselstromsensoren und zusammengeführter, synchronisierter Auswertung notwendig sein. Eine weitere Erweiterung wird die symmetrische oder koaxiale Auslegung des Wechselanteils sein. Dies garantiert eine Minimierung des Einflusses von Wechselfeldern auf die eingesetzten Instrumente und Messmittel.

5. Aufbau der Prüfeinrichtungen für Spannungssensoren

5.1. DC Hochspannungs-Messeinrichtung der PTB

Wie bereits in Kapitel 2.3 beschrieben, ist die PTB Messeinrichtung für hohe Gleichspannungen bereits seit mehr als zwei Jahrzehnten maßgebend. Diese besteht aus drei verschiedenen Gleichspannungserzeugern, drei Ohm'schen Hochspannungsteilern und einer automatisierten und gesicherten Messumgebung inklusive der Messauswertung und Ansteuerung. In Abbildung 5.1 ist das Schema dieser PTB-Kalibriereinrichtung für HVDC Erzeuger, Teiler oder Messeinrichtungen dargestellt. Für die Kalibrierung von Hoch-Gleichspannungsteilern wird eine Vergleichsmessung mit einem der Normalteiler durchgeführt. Dabei werden die Digitalvoltmeter (DVM) des Normals und des Prüflings gleichzeitig ausgelesen. Daraus lässt sich das Ergebnis der Messung bestimmen. In den meisten Fällen wird bei solchen Kalibrierungen der Maßstabsfaktor M_x oder Übertragungsfaktor F_x eines Spannungsteilers bestimmt. Dabei steht das X wie üblich für den Prüfling.

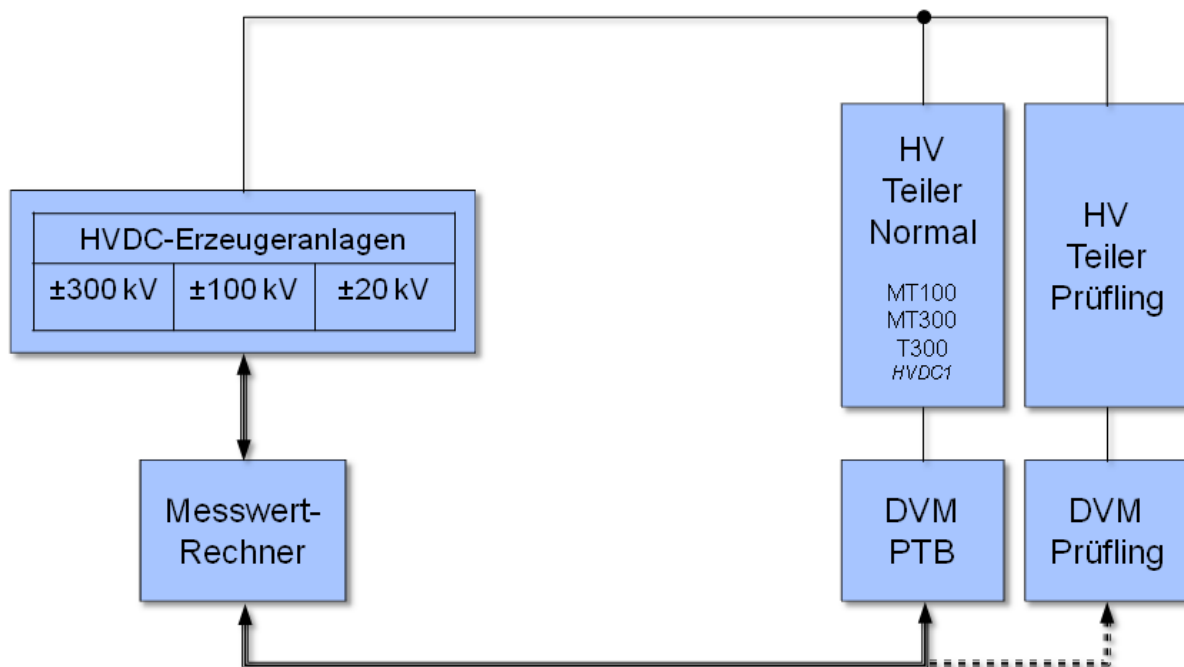


Abbildung 5.1: PTB-Kalibriereinrichtung für HVDC Erzeuger, Teiler oder Messeinrichtungen

Der Maßstabsfaktor gibt das Verhältnis der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung des Teilers an. Der Übertragungsfaktor ist der reziproke Wert des Maßstabsfaktors. Dieser wird bei Hochspannungsmesseinrichtungen eher selten verwendet, bietet jedoch Vorteile bei weiteren Berechnungen. So ist zum Beispiel bei der Aufführung einer umfangreichen Messeinrichtung mit mehreren Sensoren (Stromwandler, Spannungsteiler, Spannungswandler, usw.) die Verwendung des Übertragungsfaktors für die Darstellung eines Spannungsteilers und damit die Darstellung desselben als mathematischen Multiplikator angenehm.

$$M_X = \frac{U_{in}}{U_{out}} \qquad F_X = \frac{1}{M_X} = \frac{U_{out}}{U_{in}} \qquad (5-1)$$

Die Messunsicherheiten für die kombinierten Möglichkeiten der hier beschriebenen Messeinrichtung wurden im Rahmen der Erstellung von CMC-Einträgen (*Calibration and Measurement Capabilities*) in der Datenbank des *Bureau International des Poids et Mesures* (BIMP) erstellt. Eine detaillierte Darstellung der Berechnung der erweiterten Messunsicherheit inklusive des nach [GUM93] erstellten Messunsicherheitsbudgets wurde im Jahr 2001 im Rahmen des Qualitätsmanagements an der PTB verfasst. Diese ist im Anhang A3 dargestellt. Daraus wird ersichtlich, dass die Kalibrierung von HVDC-Teilern mit reinen Gleichspannungen mit einer erweiterten Messunsicherheit ($k=2$) von $\pm 2,0 \cdot 10^{-6}$ durchgeführt werden kann.

Der in Abbildung 5.1 aufgelistete zusätzliche Gleichspannungsteiler *HVDC1* ist eine Neuentwicklung, welche im Rahmen des europäischen Metrologieprojektes EMRP (European Metrology Research Programm) mit dem Titel „*Metrology for HVDC*“ geschaffen wurde. Dabei war die Zusammenarbeit der europäischen Metrologieinstitute sowie industrieller Partner und Forschungsinstitute von großer Bedeutung. Dieser HVDC-Teiler ist ein Fünftel eines modularen 1MV-Hochspannungsteilers für die Messung hoher Gleichspannungen, kann jedoch trotzdem als eigenständiger HVDC-Teiler bis 200 kV eingesetzt werden. Aufgrund von noch fehlenden Maßnahmen zur Qualitätssicherung, wie zum Beispiel einer

PTB-Arbeitsanweisung mit Messunsicherheitsbudget, wird dieser Spannungsteiler zu Kalibrierzwecken noch nicht eingesetzt. Dies ist jedoch für die kommende Zeit vorgesehen. Die Entwicklung, Herstellung und Charakterisierung dieses Spannungsteilers wurden im Rahmen des Projektes durchgeführt und in mehreren Veröffentlichungen präsentiert. [MEI12_1], [MEI13_3], [MEI13_4]

5.2. Erzeugung reproduzierbarer Welligkeit auf Hochspannungspotential

Wie bereits oben beschrieben, ist die Erzeugung einer AC-Spannungsüberlagerung auf dem hohen Gleichspannungssignal erforderlich. Um eine hohe Variabilität der überlagerten Signalform zu erreichen, ist es sinnvoll, die Frequenz des AC Ripple einstellbar innerhalb eines festen Frequenzbereiches zu generieren. Als ausreichende Maximalfrequenz wurde für die Nachbildung der Restwelligkeit einer HGÜ 20 kHz gewählt. Es ist davon auszugehen, dass in einer HGÜ bereits Frequenzen höher als 10 kHz, falls sie noch nach der Filterung vorhanden sind, zu wenig Energieanteil liefern. Damit sind diese nicht relevant für die Energiemesstechnik und können vernachlässigt werden. Die gewählten 20 kHz ermöglichen einen Spielraum für zukünftige Technologien oder einen Einsatz in ungefilterten Gleichspannungssignalen. Auch die Messung von Spannungsteilern für Mittelspannungs-Gleichstromsysteme, wie zum Beispiel Motorumrichter, ist damit nicht ausgeschlossen. Da die Erzeugung der Wechselspannung potentialfrei auf Hochspannungspotential erfolgen muss, ist der Einsatz eines Netzbetriebenen Funktionsgenerators nicht möglich. Eine Alternative bieten batteriebetriebene Funktionsgeneratoren, welche direkt in den Hochspannungskreis eingebaut werden können. Für das hier entwickelte Messsystem wurde allerdings ein simpler, OP-basierender Funktionsgenerator aufgebaut, um bei eventueller Zerstörung aufgrund von experimentellen Fehlverschaltungen keinen hohen finanziellen Schaden zu verursachen. Die Verschaltung des Operationsverstärkers wurde dem Datenblatt des ICs „XR-2206“ nachempfunden, siehe [XR2206]. Dabei wurden, wie in Abbildung 5.2 ersichtlich ist, zwei Potentiometer und ein Regelkondensator zur Änderung der Amplitude und der Frequenz der Wechselspannung u_{Gen} eingefügt.

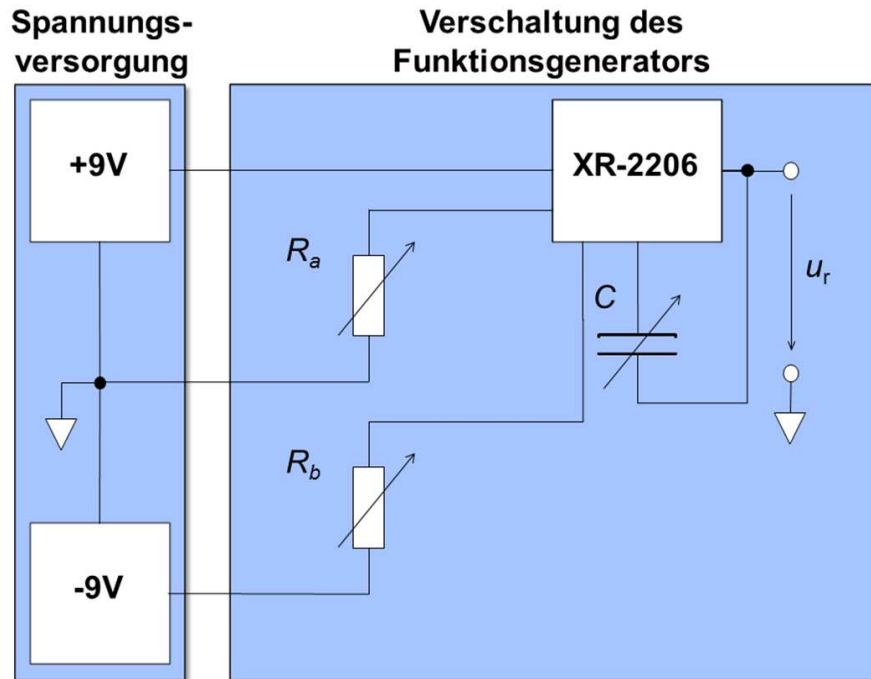


Abbildung 5.2: Aufbau des Funktionsgenerators

Die Frequenz der sinusförmigen Spannung u_{Gen} berechnet sich wie folgt:

$$f_{\text{Gen}} = \frac{1}{R_b \cdot C} \quad (5-2)$$

Um den gesamten gewünschten Frequenzbereich bei jeder Messung sehen zu können, wurden nicht nur ein, sondern vier Frequenzgeneratoren nach Abbildung 5.2 aufgebaut. Mit einer OP-Additionsverschaltung wurde aus den einzelnen vier Frequenzanteilen der Spannungsgeneratoren U_{Gen1} bis U_{Gen4} ein gemeinsames Spannungssignal erzeugt. Die Verschaltung hierfür ist in Abbildung 5.3 gezeigt. Dabei kann man mit dem Wert von R_5 die Gesamtamplitude verändern. Mit $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ kann die Ausgangsspannung u_r wie folgt angegeben werden.

$$u_r = -(u_{\text{Gen1}} + u_{\text{Gen2}} + u_{\text{Gen3}} + u_{\text{Gen4}}) \frac{R_5}{R} \quad (5-3)$$

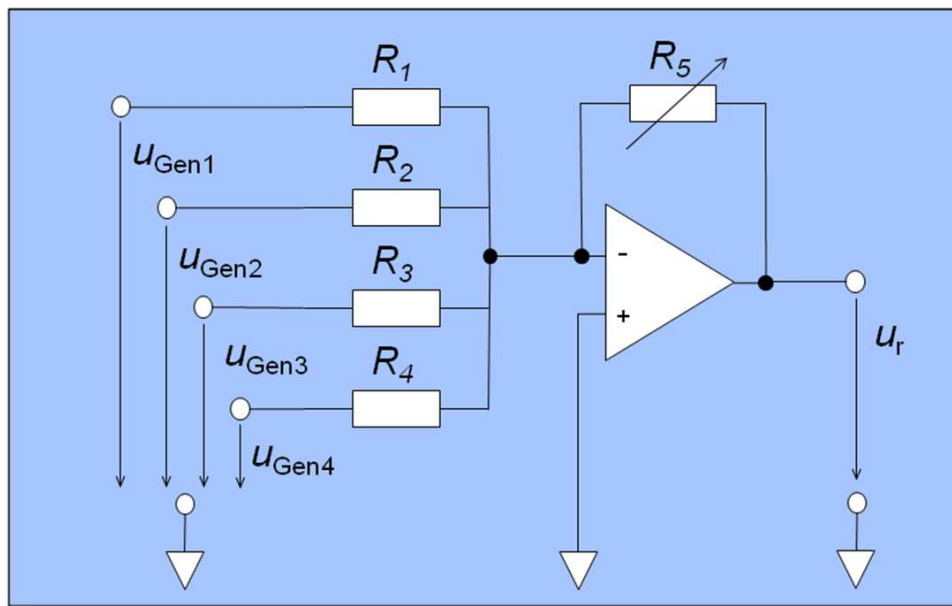


Abbildung 5.3: Additionsschaltung für vier Spannungssignale

Der gewünschte Frequenzbereich wurde in sich überlappende Bereiche aufgeteilt, indem bei den vier Frequenzgeneratorschaltungen unterschiedliche Kapazitäten gewählt worden sind. Mit den gleichen Potentiometern (1 k Ω - 100 k Ω) ergeben sich daraus die folgenden Frequenzbereiche:

$$f_{\text{Gen1}}: 10 \text{ Hz} - 1 \text{ kHz}$$

$$f_{\text{Gen2}}: 100 \text{ Hz} - 10 \text{ kHz}$$

$$f_{\text{Gen3}}: 1 \text{ kHz} - 100 \text{ kHz}$$

$$f_{\text{Gen4}}: 10 \text{ kHz} - 1 \text{ MHz}$$

Die Spannungsversorgung des Ripple-Generators läuft über 12 9V-Batterien um eine potentialfreie, stabile Energieversorgung zu garantieren. Die große Anzahl der Batterien resultiert aus Voruntersuchungen mit 2, 4 und 8 Batterien, bei denen eine deutliche Entladekurve über wenigen Stunden beobachtet werden konnte. Durch Erhöhung der Gesamtladung der Energieversorgung und Einsetzen von stabilen Spannungsreglern, wie in Abbildung 5.4 verdeutlicht ist, konnte die Entladung auf ein nicht relevantes Maß minimiert werden.

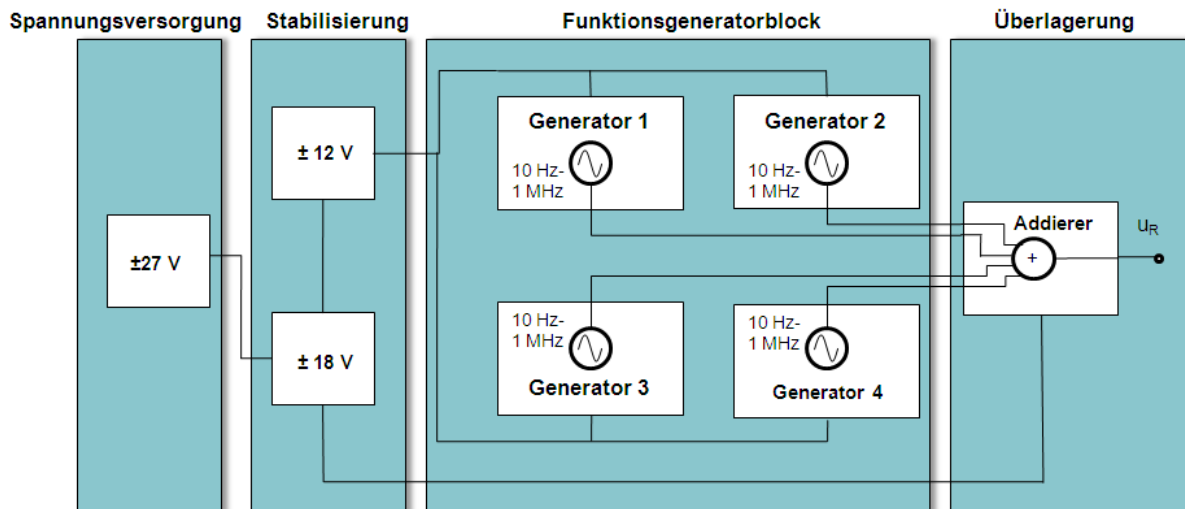


Abbildung 5.4: Stabilisierung der Versorgungsspannung und Überlagerung der Ripple

Eingebaut in das Messsystem liegt das Bezugspotential des Ripple-Generators auf der hohen Gleichspannung und muss deshalb isoliert zum Erdpotential in den Messkreis integriert werden. Somit muss die Position des Generators auf einem der im Messkreis eingesetzten Hochspannungsbetriebsmittel sein.



Abbildung 5.5: Fotografie des aufgebauten, potentialfreien Ripple-Generators

In Abbildung 5.5 ist der fertiggestellte Ripple-Generator dargestellt. Durch das Verändern der Potentiometer und veränderbaren Kapazitäten können die Frequenzen und Amplituden der vier Generatoren verändert werden (vier grüne Umrandungen). Die Additionsverschaltung enthält den Potentiometer (rote Umrandungen).

Umrandung) zur Veränderung der gesamten Ausgangsspannung bis zu einem Maximalwert von ± 18 V.

5.3. Messsystem zur Erfassung von Ripple auf hohen Gleichspannungen

Die Erfassung der überlagerten Wechselspannung auf der hohen Gleichspannung, kann prinzipiell von derselben Messeinrichtung wie der zur Messung der Gleichspannungen erfolgen. Jedoch ist aufgrund des Übertragungsfaktors (reziproker Maßstabsfaktor) die Wechselspannung aufgrund der zu kleinen Amplitude nicht messbar. Es musste also zusätzlich zur bestehenden Gleichspannungs-messeinrichtung eine Wechselspannungsmesseinrichtung für überlagerte Wechselspannungen aufgebaut werden. In Abbildung 5.6 ist der schematische Grundaufbau dieser beiden Messeinrichtungen zusammengefasst.

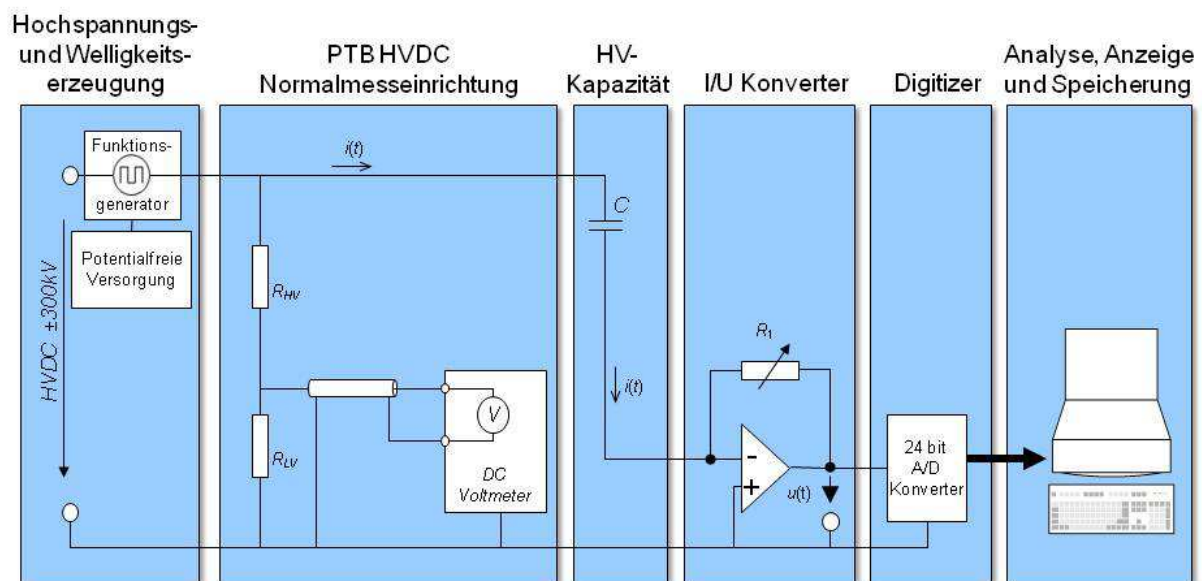


Abbildung 5.6: Grundaufbau der HV-Gleichspannungs- und Ripple-Messeinrichtung

Es wurde eine zusätzliche Messeinheit, bestehend aus einem Hochspannungskondensator und einem i-u-Konverter aufgebaut. Der Hochspannungskondensator ist im Hochspannungskreis parallel zum Gleichspannungsteiler angeschlossen und sieht hiermit nicht nur die hohe

Gleichspannung, sondern auch den erzeugten Ripple von maximal 18 V. Diese Wechselspannung, bestehend aus vier sinusförmigen Spannungsanteilen, bewirkt im Kondensator einen Ladestrom, welcher mittels eines i-u-Konverters in eine proportionale Spannung umgewandelt wird. Die proportionale Spannung kann dann mit Hilfe eines Digitizers (A/D Konverters) digitalisiert und an einen Analysecomputer weitergegeben werden. Mit Hilfe der LabVIEW basierten Ansteuer- und Auswertungssoftware kann nun das gemessene Signal im Zeit- und Bildbereich dargestellt und ausgewertet werden.

Grundlegendes Messprinzip

Das Messverfahren mittels Hochspannungskondensator beruht grundsätzlich auf dem Chubb-Fotescue Verfahren zur Erfassung von Ladeströmen. Hierbei wird der Ladestrom, der durch einen Kondensator fließt, erfasst und anhand der folgenden Formel in die Wechselspannung umgerechnet. [MEI11_7], [MARX90]

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} \quad (5-4)$$

Für eine Halbwelle einer diskreten Frequenz wird der Mittelwert des Stromes durch Integration gebildet. Dabei entsprechen die Zeitpunkte $t=0$ und $t=T/2$ den Nulldurchgängen des Stromes $i_C(t)$ und mit einer Phasenverschiebung von 90° am Kondensator dem positiven und negativen Maximum der Spannung $u(t)$.

$$i_m = \frac{1}{T} \int_t^{t+\frac{T}{2}} i(t) dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+\frac{T}{2}} C \frac{du}{dt}(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\hat{u}_-}^{\hat{u}_+} C du = 2 \cdot f \cdot C \cdot \hat{u} \quad (5-5)$$

Durch Umstellen dieser Gleichung erhält man die Amplitude der Spannung. Damit kann die Spannung mittels des Ladestromes einer diskreten Frequenz und der Kapazität des Kondensators bestimmt werden.

An der PTB wurde dieses Messverfahren ebenfalls in der Reihe der Messsysteme UMAS eingesetzt [MEI11_7], [MARX90]. Das UMAS wird nach seinem Entwickler und Konstrukteur Rainer Marx benannt. In der aktuell weiterentwickelten Version ermöglicht es die Messung des Effektivwertes, der Scheitelwerte und der Frequenz einer hohen Wechselspannung. Dabei wird der Ladestrom eines Hochspannungskondensators mit Hilfe einer Operationsverstärkerschaltung in eine proportionale Wechselspannung umgewandelt und mittels eines A/D-Konverters digitalisiert. Der Vorteil dieser Methode liegt in der Verschaltung des Hochspannungskondensators mit dem i-u-Konverter. Der Niederspannungsteil des Kondensators liegt am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers und ist aufgrund des virtuellen Nullpunktes des Operationsverstärkers auf Nullpotential. Dies führt zur Auslöschung der kapazitiven Einflüsse auf das Messsignal, hervorgerufen durch das Messkabel zwischen dem Hochspannungskondensator und dem i-u-Konverter. Hiermit kann die Digitalisierung des Messsignals außerhalb des gesicherten Hochspannungsbereiches der Messeinrichtung durchgeführt werden. Durch eine Fast Fourier Transformation (FFT) des digitalisierten Spannungssignals können zusätzlich zur sinusförmigen Messgröße auch die Oberschwingungen der Wechselspannung bestimmt werden. Dieses Messsystem dient als Beispiel für das hier entwickelte Ripple-Messsystem. Auch beim Ripple-Messsystem wird ein Hochspannungskondensator zur Transformation einer Wechselspannung in einen Wechselstrom eingesetzt. Aufgrund der Eigenschaft des Kondensators wirkt dieser zusammen mit dem i-u-Konverter als eine Art „AC Coupling“ am Eingang des Messsystems (siehe Kapitel 3.2.2). Somit werden alle Gleichspannungen eliminiert. Dies ermöglicht die präzise Messung der im Vergleich zur hohen Gleichspannung kleinen Wechselspannung aufgrund der nun möglichen Wahl eines niedrigen Messbereiches. [MEI11_2], [MEI11_7]

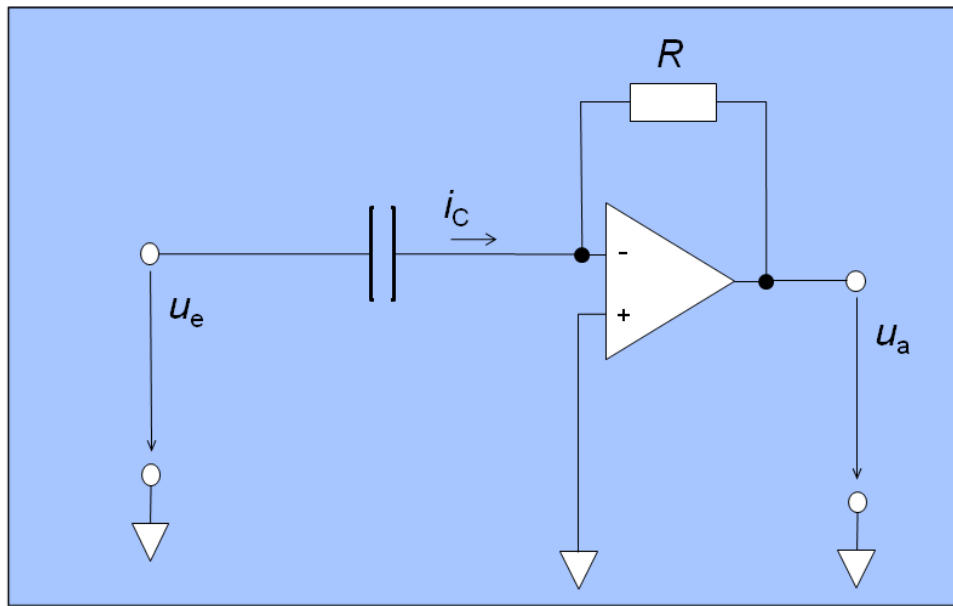


Abbildung 5.7: Grundaufbau der Strom-Spannungs-Konvertierung

In Abbildung 5.7 ist der Grundaufbau der Strom-Spannungs-Konvertierung (i-u-Konverter) aufgezeigt. Bei einem idealen Operationsverstärker gilt für diese Schaltung die folgende Berechnung.

$$i_m(t) = -i_R(t) = -C \cdot \frac{du_e(t)}{dt} = -\frac{u_a(t)}{R} \quad (5-6)$$

Damit kann die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung wie folgt angegeben werden.

$$u_a(t) = -R \cdot C \cdot \frac{du_e(t)}{dt} = -R \cdot i_m(t) \quad (5-7)$$

Die Ausgangsspannung des i-u-Konverters ist somit direkt proportional zum Ladestrom des Kondensators und gilt im Gegensatz zum *Chubb-Fortescue-Verfahren* in Formel (5-5) für den gesamten Zeitbereich.

$$u_e(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int u_a(t) dt \quad (5-8)$$

Die Betrachtung dieses Mess- und Umsetzungsverfahrens zeigt deutlich, dass der Ladestrom i_m sich proportional zur Frequenz der zu messenden Wechselspannung verhält. Für ideale Bauteile heißt das: je höher die Frequenz, desto höher der Ladestrom und desto höher die Ausgangsspannung des i-u-Konverters. Da der nachgeschaltete Digitizer jedoch auf eine maximale Eingangsspannung von $\pm 5\text{ V}$ begrenzt ist, muss die Bandbreite dieser Grundsaltung beschränkt werden. Für reale Bauteile – speziell für einen realen Operationsverstärker – besteht natürlich eine Obergrenze. Das bedeutet, dass trotz steigender Frequenz bei maximal der Versorgungsspannung des Operationsverstärkers ($\pm 15\text{ V}$) am Ausgang des i-u-Konverters die Signalverstärkung unter deutlichen Verzerrungen abreißt. Diese Verzerrungen führen zu einer unbekannten Verfälschung des Verhaltens dieser Schaltung und müssen somit umgangen werden. Aus diesem Grund wurde die Grundverschaltung des i-u-Konverters mit Hilfe eines Tiefpasses modifiziert. In Abbildung 5.8 ist der erweiterte i-u-Konverter dargestellt.

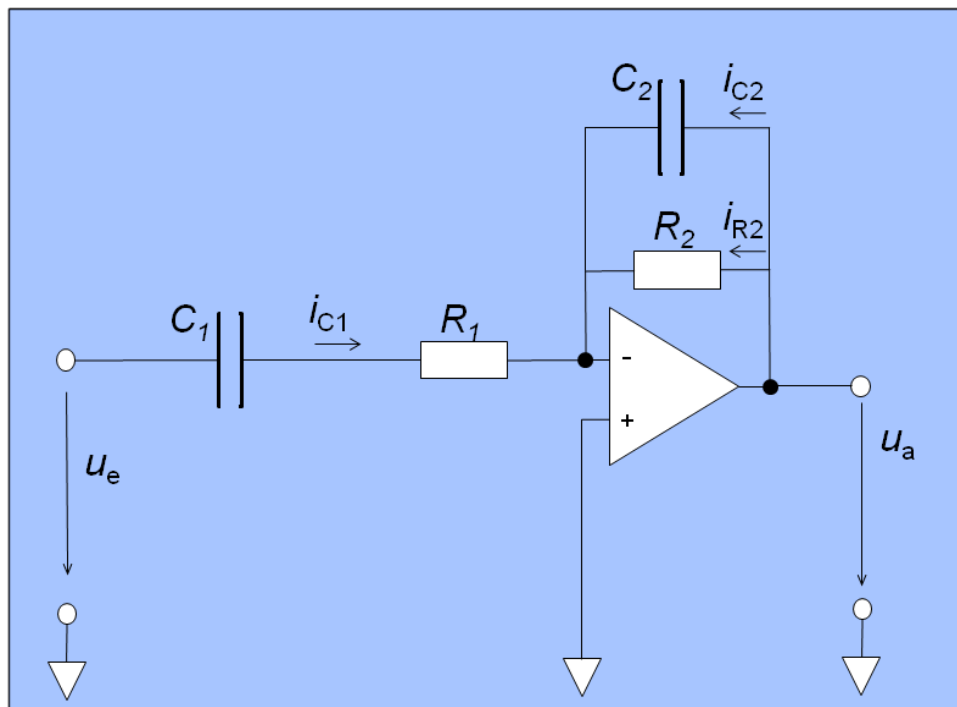


Abbildung 5.8: Strom-Spannungs-Konvertierung mit Tiefpassverhalten

Zusätzlich wurden hier ein Widerstand und eine Kapazität hinzugefügt. Diese Schaltung bietet eine Kompensation des linearen Verhaltens der Grundverschaltung nach Abbildung 5.7. Mit den Stromknoten- und Spannungsmaschen

$$i_{C1}(t) = -(i_{C2}(t) + i_{R2}(t)) = -\left(C_2 \cdot \frac{du_a}{dt} + \frac{u_a}{R_2}\right) \quad (5-9)$$

$$u_e(t) = u_{C1} + u_{R1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int i_{C1} + i_{C1} \cdot R_1 \quad (5-10)$$

entsteht die folgende Darstellung der Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung.

$$u_e(t) = -\frac{1}{C_1} \cdot \int \left(C_2 \cdot \frac{du_a}{dt} + \frac{u_a}{R_2}\right) - R_1 \left(C_2 \cdot \frac{du_a}{dt} + \frac{u_a}{R_2}\right) \quad (5-11)$$

Zur Darstellung des Frequenzganges wird die komplexe Betrachtung der Schaltung verwendet. Hierfür wird die oben beschriebene Stromknotenregel noch einmal herangezogen.

$$\underline{i}_{C1} = -(\underline{i}_{C2} + \underline{i}_{R2}) = \frac{\underline{u}_e}{\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)} = \underline{u}_a \left(-\frac{1}{R_2} - j\omega C_2\right) \quad (5-12)$$

Umgestellt nach \underline{u}_a und mit wenigen Rechenschritten ergibt das die folgende komplexe Betrachtung des i-u-Konverter-Verhaltens.

$$\underline{u}_a = \underline{u}_e \cdot \frac{1}{-\frac{R_1}{R_2} \frac{C_2}{C_1} + j\left(-\omega C_2 R_1 + \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)} \quad (5-13)$$

Für die Betrachtung des Betrages des Frequenzganges wird die Wurzel der Quadratsumme des realen und imaginären Anteils der Funktion gezogen.

$$\frac{u_a}{u_e} = \frac{1}{\sqrt{\left(-\frac{R_1}{R_2} \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(-\omega C_2 R_1 + \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)^2}} \quad (5-14)$$

Mit den Werten für die Hochspannungskapazität $C_1 = 1,3 \text{ nF}$, den Eingangswiderstand $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, den Verstärkungswiderstand $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$ und die Filterkapazität $C_2 = 4,9 \text{ pF}$ ergibt die Berechnung den folgenden theoretischen Frequenzgang. Das Verhalten des i-u-Konverters wurde mittels der Widerstände R_1 und R_2 so ausgelegt, dass das Verhältnis zwischen Ausgangsspannung und Eingangsspannung bei 4 liegt. Somit kann bei der höchsten, generierten Wechselspannung von 18 V lediglich eine Ausgangsspannung des i-u-Konverters von 4,5 V erreicht werden. Diesen, in Abbildung 5.9 dargestellten, simulierten Frequenzverlauf gilt es nun messtechnisch nachzuprüfen.

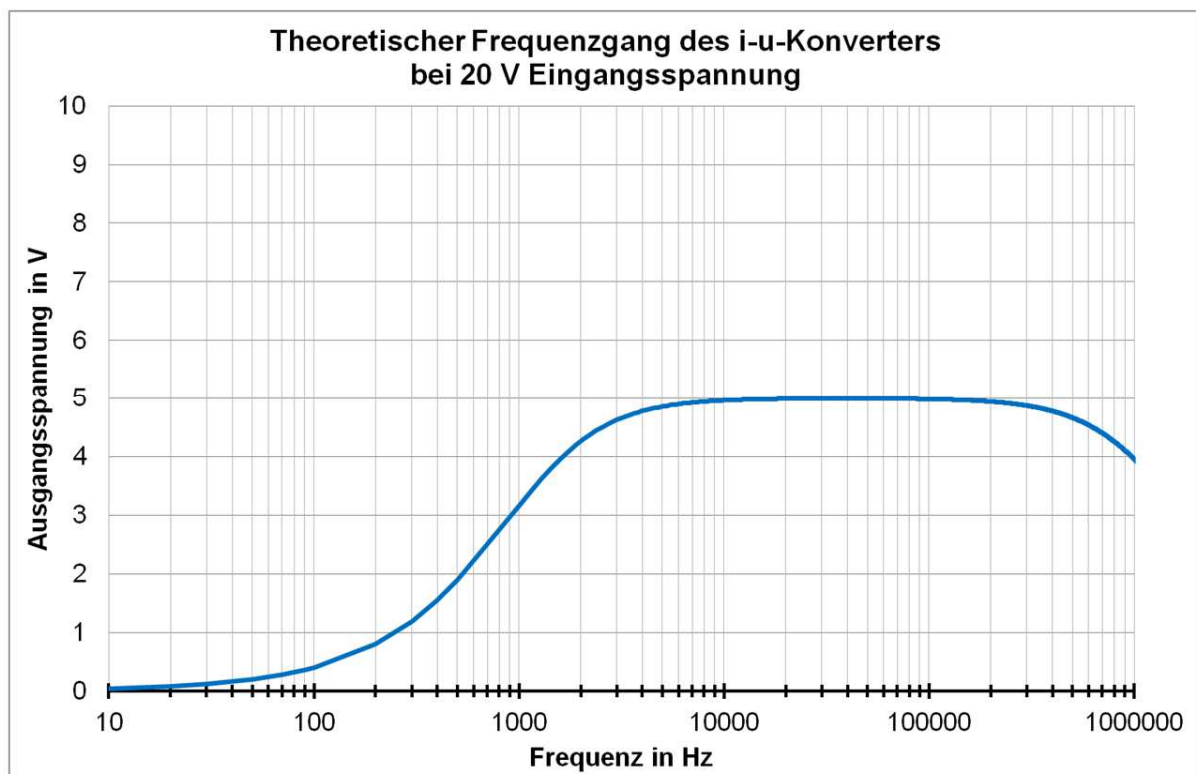


Abbildung 5.9: Frequenzgang des i-u-Konverters mit Tiefpassverhalten

5.3.1. Frequenzganganalyse der HV-Welligkeits-Messeinrichtung

Die Überprüfung des simulierten Frequenzverhaltens nach Abbildung 5.9 wird mit Hilfe der Präzisionsspannungsquellen und Voltmetern durchgeführt. Dafür wird die gesamte i-u-Konverter-Schaltung nach Abbildung 5.8 aufgebaut und inklusive des Messkabels am Ausgang der Schaltung überprüft. Eine Wechselspannung von 10 V von 10 Hz bis 100 kHz wird mittels eines Kalibrators auf die Schaltung gegeben. Am Ausgang wird die resultierende Spannung mit dem oben beschriebenen A/D-Konverter digitalisiert und verarbeitet. Als Ergebnis dieser Messung ist lediglich der RMS-Wert der Wechselspannung relevant, da dieser mit dem Messwert des parallelgeschalteten, thermischen RMS-Voltmeters verglichen wird. Zusätzlich wird die gemessene Frequenz mit der angelegten Frequenz verglichen um sicherzustellen, dass während der Messung keine Abtastverzerrungen vorliegen. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.10 zu sehen. Die graue Linie zeigt dabei den messtechnisch ermittelten Frequenzgang. Aufgrund der leicht ungenauen Angaben der Kapazitäten und Widerstände bei der Simulation sind die simulierte und die gemessene Kurve nicht deckungsgleich. Ein weiterer Grund hierfür sind die zusätzlichen Kapazitätsbeläge der Messkabel sowie parasitäre Einflüsse. Eine Deckungsgleichheit ist hier jedoch nicht notwendig, da die Messsoftware den tatsächlichen Frequenzverlauf mittels Approximation ausgleicht.

Die Mess- und Auswertesoftware korrigiert diesen Frequenzgang analytisch und gibt somit ein korrektes Referenzsignal raus. Die softwaregestützte Korrektur bietet die Möglichkeit den gesamten Frequenzbereich in unterschiedliche Teilbereiche zu unterteilen. Dies hat den Vorteil, dass die Teilbereiche des Frequenzganges exakter approximiert werden können und somit eine genauere Gesamtapproximation des Frequenzganges gegeben ist.

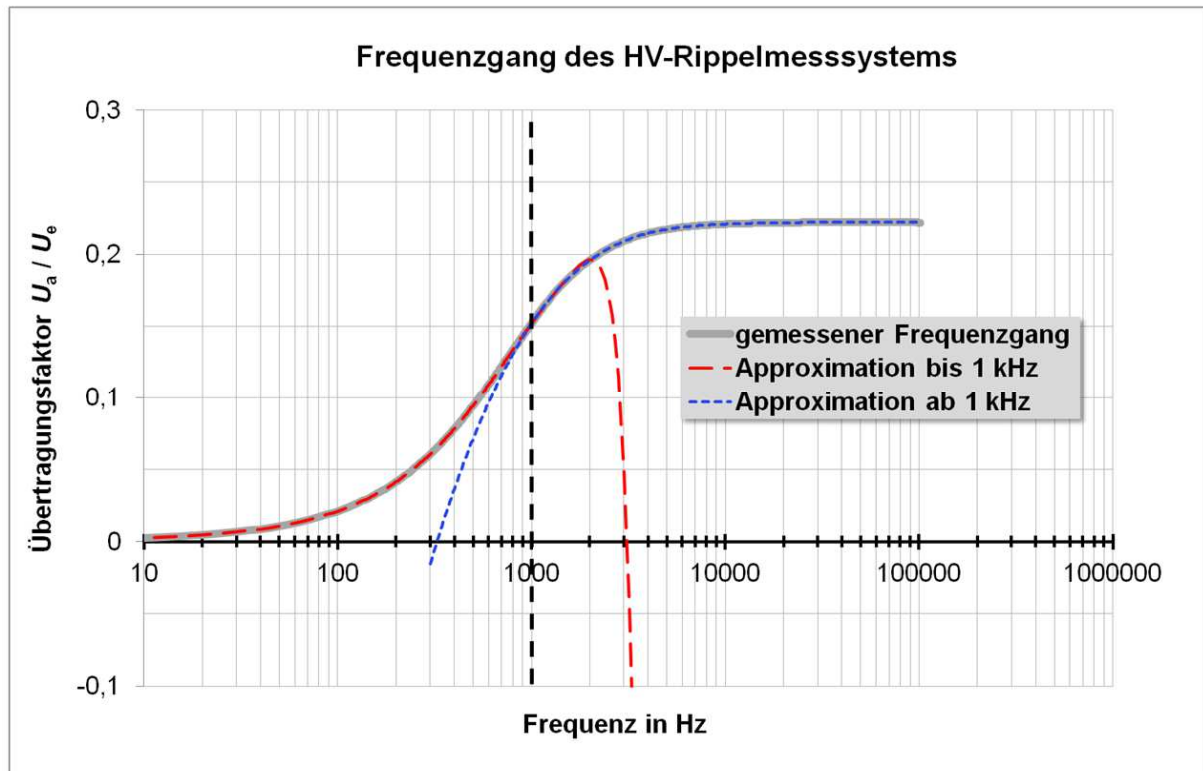


Abbildung 5.10: gemessener Frequenzgang der HV-Welligkeits-Messeinrichtung

Die Approximation des Frequenzganges wurde mittels der Analysesoftware „NI DIAdem“ durchgeführt. Diese Software bietet die Möglichkeit einer Kombination aus mathematischen Approximationen: polynomisch, logarithmisch, exponentiell und trigonometrisch. Um eine bestmögliche Approximation zu erhalten wurden, unter Zuhilfenahme des Bestimmtheitsgrades und der folgenden Grundfunktion zwei Teilfunktionen ermittelt.

$$f(x) = k + a \cdot x^6 + b \cdot x^5 + c \cdot x^4 + d \cdot x^3 + e \cdot x^2 + f \cdot x + g \cdot \log(x) + h \cdot \sqrt[2]{x} + i \cdot \sqrt[3]{x} \quad (5-15)$$

Unter Zuhilfenahme unterschiedlicher Koeffizienten a bis i wurden die in Abbildung 5.10 in rot und blau dargestellten Approximationen berechnet. Die Grenze zwischen den beiden Bereichen liegt bei 1000 Hz, wobei die Teilapproximationen sich in einem Rahmen von 300 Hz exakt überlagern. Mit dieser Gesamtapproximation wurde während der Messung der erfasste Frequenzbereich korrigiert.

5.3.2. Spannungsabhängigkeit des Hochspannungs-Kondensators C_1

Der eingesetzte Hochspannungskondensator $C_1 = 1,3 \text{ nF}$ wurde an der PTB mittels der transformatorischen C - $\tan\delta$ - Messbrücke kalibriert um zum Einen die genaue Kapazität und zum Anderen die Spannungsabhängigkeit des Kondensators zu bestimmen. Diese Untersuchungen dienen dazu, die Gleichspannungsabhängigkeit des Kondensators während der Messung von den, der hohen Gleichspannung überlagerten Schwingungen besser abschätzen zu können. Laut [LATZ88] ist die Form der Versuchsspannung nicht relevant für die Bestimmung der Spannungsabhängigkeit von Kondensatoren. Dies geht mit der Eigenschaft der mechanischen Veränderung des Kondensators durch die bei Spannung entstehenden Kräfte zwischen den Kondensatorpolen einher. Somit ist lediglich der Effektivwert der Spannung ausschlaggebend für die Veränderung der Kapazität eines Kondensators. Bei einer Gleichspannung entspricht es dem Gleichspannungswert. Aus diesem Grund konnte die Untersuchung mit der herkömmlichen Methode bei 50 Hz im Hochspannungslabor der PTB durchgeführt werden. Abbildung 5.11 zeigt das Ergebnis dieser Untersuchung. Üblich ist dabei die relative Darstellung der Abweichung der Kapazität zur Nennkapazität ($\beta(U^2) = \Delta C/C(U^2)$) in Abhängigkeit zum Quadrat der effektiven Versuchsspannung (rote Linie). Für ein besseres Verständnis ist dieselbe Spannungsabhängigkeit auch in linearer Darstellung aufgezeigt (blaue Linie). Weiterhin ist die messtechnisch ermittelte Messunsicherheit mit dem Erweiterungsfaktor $k=2$ (95% aller Werte) in der Grafik aufgezeigt (schwarz gestrichelt). Es wird deutlich, dass die Spannungsabhängigkeit mit einer quadratischen Funktion beschrieben werden kann. Diese Funktion kann als Korrekturfunktion in der Software hinterlegt werden.

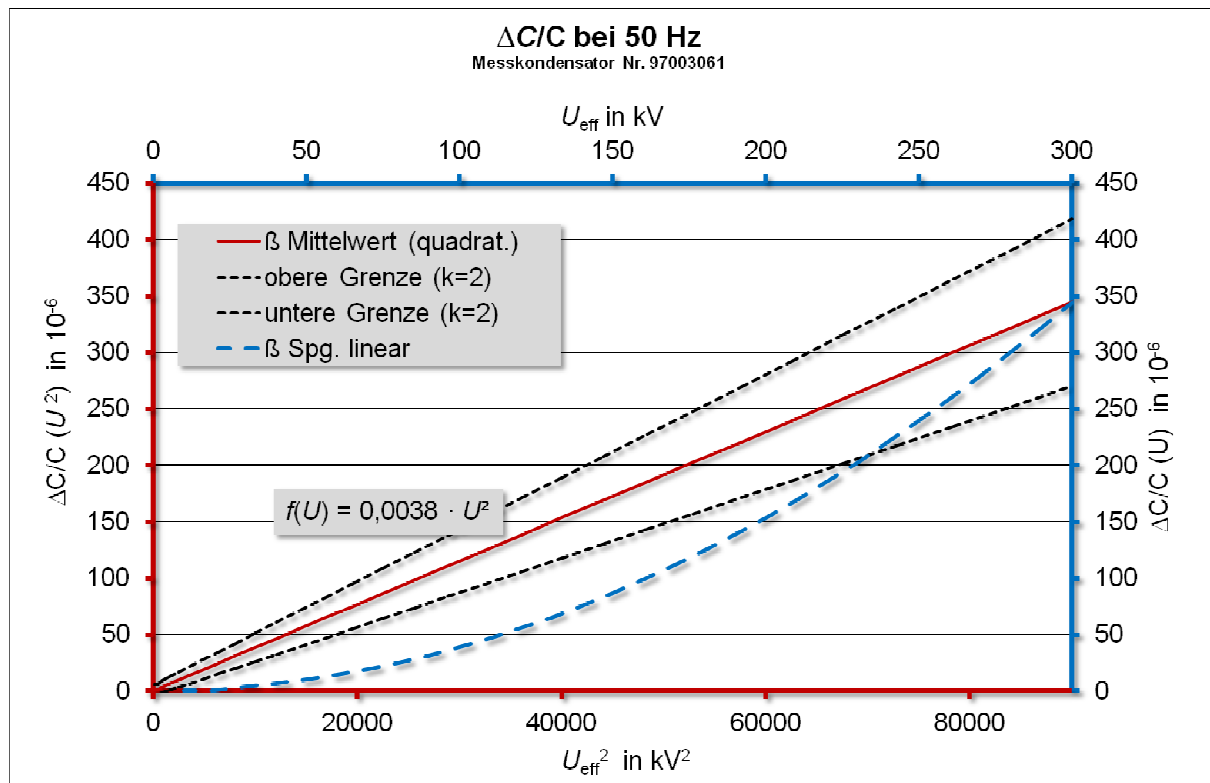


Abbildung 5.11: Spannungsabhängigkeit des Hochspannungskondensators C_1

Bei einer Spannung von 300 kV entsteht eine relative Abweichung von der Nennkapazität von $340 \cdot 10^{-6}$. Das Unsicherheitsband zeigt bei 300 kV eine erweiterte Messunsicherheit von $\pm 70 \cdot 10^{-6}$. Bei einer Nennkapazität von 1,3 nF resultiert dies zu einer Abweichung der Kapazität um $0,44 \text{ pF} \pm 0,09 \text{ pF}$. Dieser Einfluss spiegelt sich nur sehr geringfügig im Frequenzverhalten der Gesamtverschaltung nach Formel (5-14) wieder. Im schlimmsten Fall, bei niedrigen Frequenzen, liegt dieser Einfluss bei knapp 0,04 % und braucht somit nicht korrigiert werden. Stattdessen wird ein konstanter Unsicherheitsbeitrag von 0,05 % für alle Frequenzen in die Unsicherheitsbetrachtung angenommen.

5.3.3. Mess- und Auswertungssoftware

Der Ablauf der für das Messsystem geschriebenen Mess- und Auswertungssoftware ist in Abbildung 5.12 grafisch dargestellt. Vor jeder Messung müssen die Abtastparameter des Digitizers sowie alle gewünschten Auswertungs- und

Anzeigefunktionen eingestellt werden. Es kann zwischen einer tatsächlichen Messung oder einem simulierten Spannungsverlauf gewählt werden. In der Abbildung ist die tatsächliche Messung durch einen grünen Hintergrund hervorgehoben. Eine Abbildung der Einstellungsoberfläche ist im Anhang A4 zu sehen.

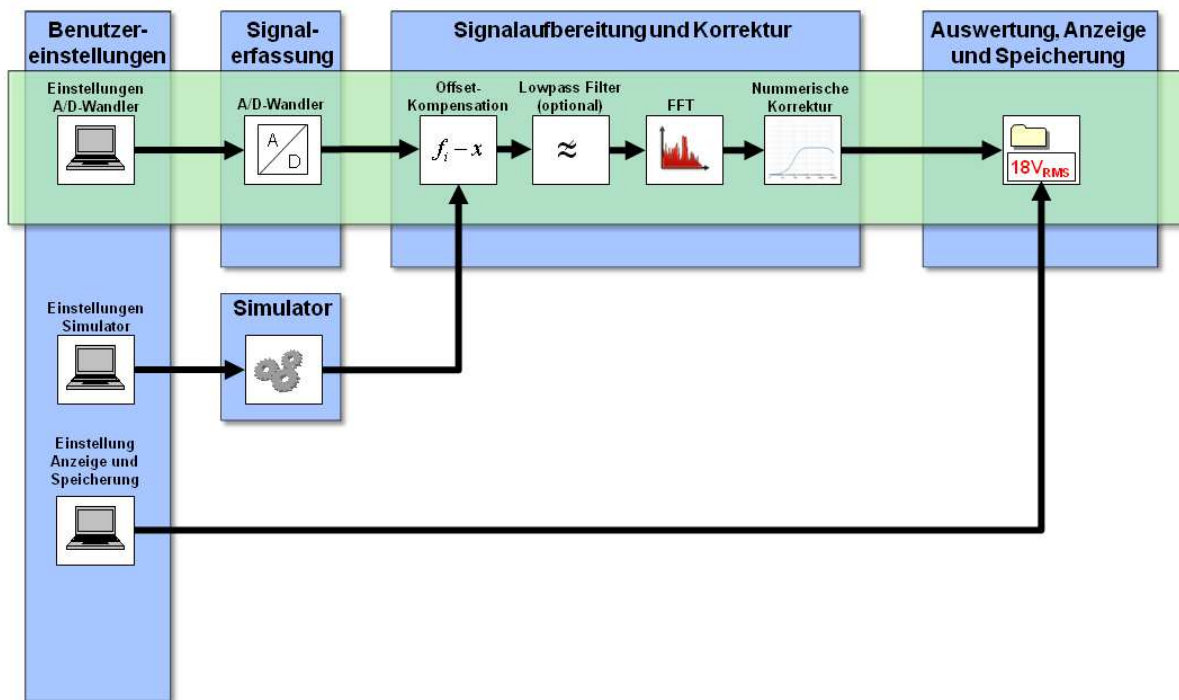


Abbildung 5.12: Mess- und Auswertungssoftware für das Ripple-Messsystem

Der Signalsimulator beinhaltet die Möglichkeit, vier Wechselspannungen mit wählbaren Frequenzen und Amplituden digital zu erzeugen. Hiermit kann die Funktionalität und Richtigkeit der Signalaufbereitung und Korrektur überprüft werden. Im Falle einer reellen Messung gibt der A/D-Wandler die digitalisierte Spannung am Ausgang des i-u-Konverters an die Signalaufbereitung und Korrektur. Als erstes wird ein eventuell vorhandenes Offset von dem Spannungssignal subtrahiert, da dieser nur aus der Sekundärelektronik oder der Eingangselektronik des Digitizer entstehen kann. Für die Beseitigung von unerwünschten hohen Frequenzen (z.B. >100 kHz) kann optional ein Digitalfilter eingesetzt werden. Der nächste Schritt ist eine Fourier-Transformation des Spannungssignals, um diesen in den Bildbereich zu

transformieren. Die im Vorfeld getätigten Untersuchungen des Frequenzverhaltens und die daraus resultierenden Korrekturen im Bildbereich werden daraufhin, wie in Kapitel 5.3.1 beschrieben, eingesetzt, um die gemessene Spannung in die tatsächliche Ripple-Spannung umzurechnen. Das Resultat der Signalaufbereitung und Korrektur ist die anliegende Ripple-Spannung im Bildbereich. Dies kann nun zur Analyse von Gleichspannungsquellen (Restwelligkeit) oder der Überprüfung der Genauigkeit von Gleichspannungsteilern unter verzerrten Bedingungen genutzt werden.

5.3.4. Untersuchungen mit dem Messsystem

Untersuchung der Restwelligkeit des PTB-HGÜ-Erzeugers

Das aufgebaute Messsystem wurde eingesetzt, um die Restwelligkeit der an der PTB vorhandenen 300 kV HGÜ-Quelle zu untersuchen. Zusätzlich wurde eine weitere DC-Hochspannungsquelle mit schlechterer Restwelligkeit als Vergleich zur PTB Quelle untersucht. Es wurde neben den 10 höchsten Frequenzanteilen und dem Effektivwert der überlagerten Wechselspannung auch die bereits oben beschriebene DC-Restwelligkeit aufgezeichnet. Die Grundschiwingung ist in diesem Fall keine Schwingung, sondern die hohe Gleichspannung U_{DC} .

$$\text{Allgemein: } \gamma_{U,DC} = \frac{u_{ss/2}}{|U_{DC}|}. \quad \text{bei sinusförmigen Signalen: } \gamma_{U,DC} = \frac{u_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}}{|U_{DC}|} \quad (5-16)$$

Die DC-Restwelligkeit zweier an der PTB verwendeten 300 kV DC-Hochspannungsquellen ist in Abbildung 5.13 dargestellt. Die rote Kurve zeigt dabei die Ergebnisse der ersten Generation der Gleichspannungsgeneratoren. Es wird deutlich, dass die von dieser Quelle hervorgerufene Restwelligkeit erst ab einer Gleichspannung von ca. 40 kV dominiert. Bei kleineren Spannungen ist die Einkopplung von Störgrößen, insbesondere 50 Hz-Schwingungen und ihre Harmonischen, für den hohen Anteil an Restwelligkeit verantwortlich.

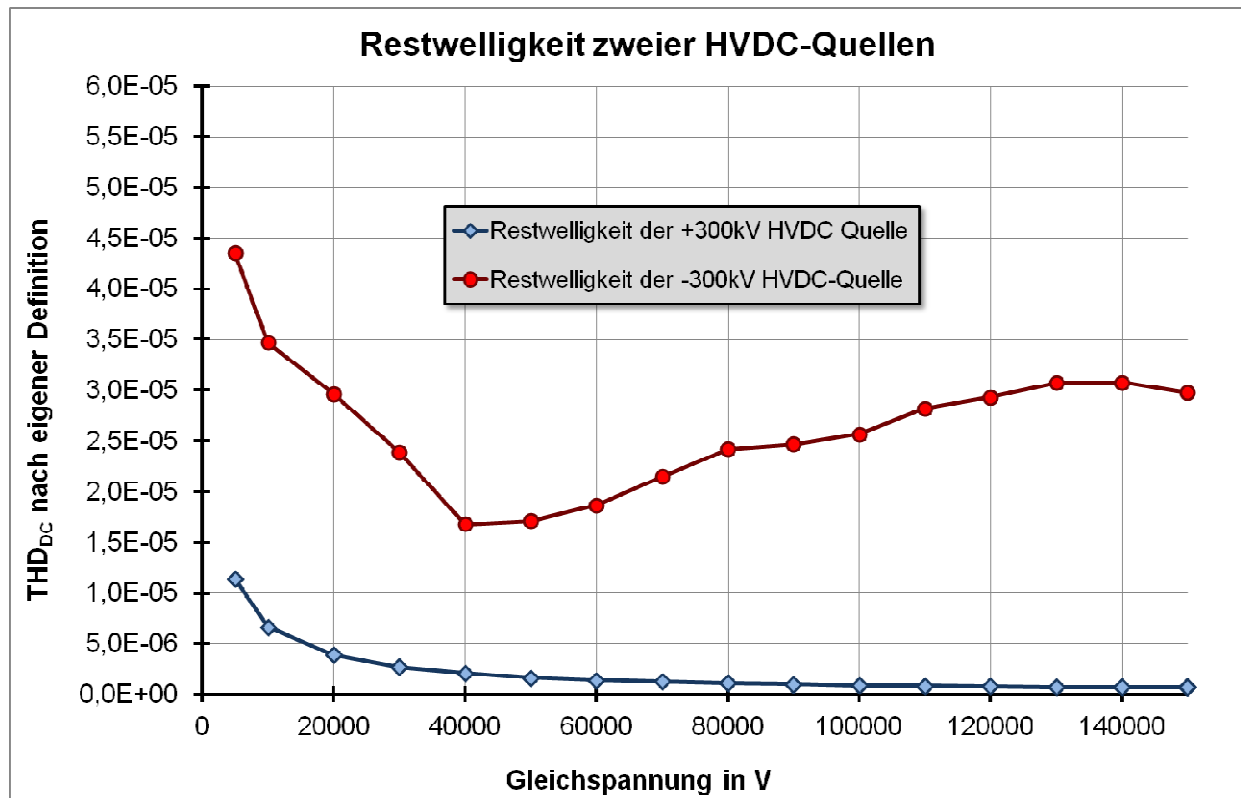


Abbildung 5.13: DC-Restwelligkeit der positiven und negativen 300 kV HGÜ-Quellen

Es bleibt zu erwähnen, dass aufgrund der Frequenzgangkorrektur gerade die niederfrequenten Anteile besonders verstärkt werden. Aus diesem Grund ist der Einsatz dieses Messsystems in der Restwelligkeitsanalyse bei sehr geringen Wechselspannungsüberlagerungen von einigen hundert mV erst ab Frequenzen oberhalb von 500 Hz sinnvoll.

Als Vergleich zur positiven Quelle (rote Kurve) wurde die PTB -300 kV DC-Hochspannungsquelle, welche die neue Generation darstellt, mit demselben Aufbau gemessen (blaue Kurve). Die Ergebnisse verdeutlichen die bessere Schirmung im Bereich der Hochspannungserzeugung und Taktung durch die reduzierte Restwelligkeit bei Spannungen unterhalb von 40 kV. Weiterhin sind wesentlich weniger Wechselanteile bei höheren Gleichspannungen, bedingt durch die Taktung der Hochspannungserzeugung, erkennbar.

6. Aufbau der Prüfeinrichtung für Gleichstromzähler

6.1. Gleichstrom-Energiezähler mit analogen Eingängen

Aus den in Kapitel 3.3 beschriebenen Anforderungen an einen Messplatz für Gleichstromzähler mit analogen Eingängen lässt sich ableiten, dass die Realisierung des Aufbaus in zwei unterschiedliche Messplätze aufgeteilt werden kann. Zum Einen kann ein Messplatz für reine DC-Größen aufgebaut werden, mit dessen Hilfe die Genauigkeiten und Linearitäten der Zähler stufenweise in unterschiedlichen Messpunkten überprüft werden können. Zum Anderen ist ein Messplatz für Vorgänge, wie in Abbildung 3.9 dargestellt ist, notwendig, um auch die Genauigkeit der DC-Energiezähler bei den beschriebenen Energieflussvorgängen zu bestimmen. In den folgenden Unterkapiteln werden der Aufbau und Einsatz dieser zwei Messplätze beschrieben.

6.1.1. DC-Leistungsmessplatz für reine DC-Signale

Ein Leistungsmessgerät mit Eingängen für Gleichstrom und Gleichspannung kann als Referenz in einem Messplatz für die Genauigkeitsbestimmung von Gleichstrom-Energiezählern verwendet werden. Hierfür muss ein passendes DC-Leistungsmessgerät, oder auch DC Power Analyzer genannt, für die gewünschten Messbereiche kalibriert werden. Die in [MEI11] aufgezeigten analogen Eingänge von HGÜ-Gleichstromzählern liegen in einem Spannungsbereich von ± 10 V und einem Strombereich von ± 1 A. Dies resultiert aus der Notwendigkeit von Hochspannungs- und Hochstromsensoren, welche als Sekundärgröße einen gutmessbaren Spannungs- oder Stromnennwert haben. Die Messgröße DC-Leistung P_{DC} des DC Power Analyzer muss für die spätere Verwendung bei der Gleichstromzählerkalibrierung als Referenz mit Gleichspannungs- und Gleichstromsignalen kalibriert werden. Hierbei kann mit kommerzieller Labormesstechnik eine sehr gute Genauigkeit erreicht werden. Um eventuelle Spannungs- und Stromabhängigkeiten der Zähler zu erfassen, ist es bei Kalibrierungen notwendig, mehrere Messpunkte innerhalb der oben erwähnten Bereiche zu verwenden. Erfahrungsgemäß sollte für den Kalibriervorgang eine

Tabelle mit diesen Messpunkten erstellt werden. Als Beispiel seien hier die folgenden Messpunkte für ein Referenzmessgerät (DC-Leistungsmessgerät) mit den Messbereichen ± 10 V und ± 1 A aufgezeigt.

- Für einen konstanten Strom von 90% und 60% des Messbereiches (± 1 A) folgende Messpunkte des Messbereiches der Spannung (± 10 V):

$\pm 110\%$, $\pm 100\%$, $\pm 50\%$, $\pm 4\%$, $\pm 0,9\%$, $\pm 0,3\%$

- Für eine konstante Spannung von 90% und 60% des Messbereiches (± 10 V) folgende Messpunkte des Messbereiches des Stromes (± 1 A):

$\pm 110\%$, $\pm 100\%$, $\pm 50\%$, $\pm 4\%$, $\pm 0,9\%$, $\pm 0,3\%$

Als Spannungs- und Stromquellen können für den Zweck der Kalibrierung des Referenz-DC-Leistungsmessgerätes DC-Kalibratoren mit Unsicherheiten, die unterhalb der Genauigkeitsanforderung der zu prüfenden Zähler liegen, eingesetzt werden. Gut geeignet sind Laborkalibratoren, wie z.B. *Fluke 5700A* oder *5720A*. Im Benutzerhandbuch der Kalibratoren [FLUK92] sind die Genauigkeitsspezifikationen gegeben. Relevant sind dabei die DC-Spannungsmessbereiche ± 1 V und ± 10 V. Die möglichen Abweichungen dieser Geräte liegen für die hier benötigten Spannungen im schlimmsten Fall bei unter ± 20 ppm und bei den hier benötigten Strömen bei unter ± 150 ppm. Anzumerken ist, dass die Genauigkeit der Spannungs- und Stromquellen für eine direkte, gleichzeitige Vergleichsmessung zwischen Prüfling und Referenzmesssystem nicht von großer Bedeutung ist. Wichtig sind lediglich die Stabilität der Quellen und die Genauigkeit des Referenzmesssystems.

Als Referenzmesssystem für die Kalibrierung eines DC-Leistungsmessgerätes können Präzisionsvoltmeter eingesetzt werden. Der Gleichstrom kann dabei durch einen stabilen, bekannten Widerstand (Shunt) in die Messspannung umgesetzt werden. Als Referenzmultimeter für Gleichspannungen eignen sich die Präzisionsmultimeter *3458A* von *Agilent (HP)* sehr gut. Mit Hilfe einer automatischen Eigenkalibrierung und dem Vergleich dieser Messgeräte mit einer bekannten Spannungsreferenz vor der Messung können die Abweichungen und Unsicherheiten

dieser in einem für die hier genannten Zwecke nicht relevanten Bereich geführt werden. Der schlimmste Fall dabei ist eine sehr geringe Ausnutzung des manuell eingestellten Messbereiches. Dieser tritt bei der Spannungsmessung von z.B. $\pm 50 \text{ mV}$ im Messbereich $\pm 10 \text{ V}$ auf. Jedoch liegen die Abweichungen der 3458A selbst in solchen Fällen bei unter $\pm 100 \text{ ppm}$ und damit weit unter der benötigten Anforderung für die Kalibrierung eines DC-Leistungsmessgerätes für den Einsatz als Referenz im Messplatz für analoge Gleichstromzähler.

Die beschriebenen Quellen und Messgeräte wurden für die Kalibrierung eines DC Leistungsmessgerätes (Yokogawa WT3000) wie in Abbildung 6.1 dargestellt eingesetzt.

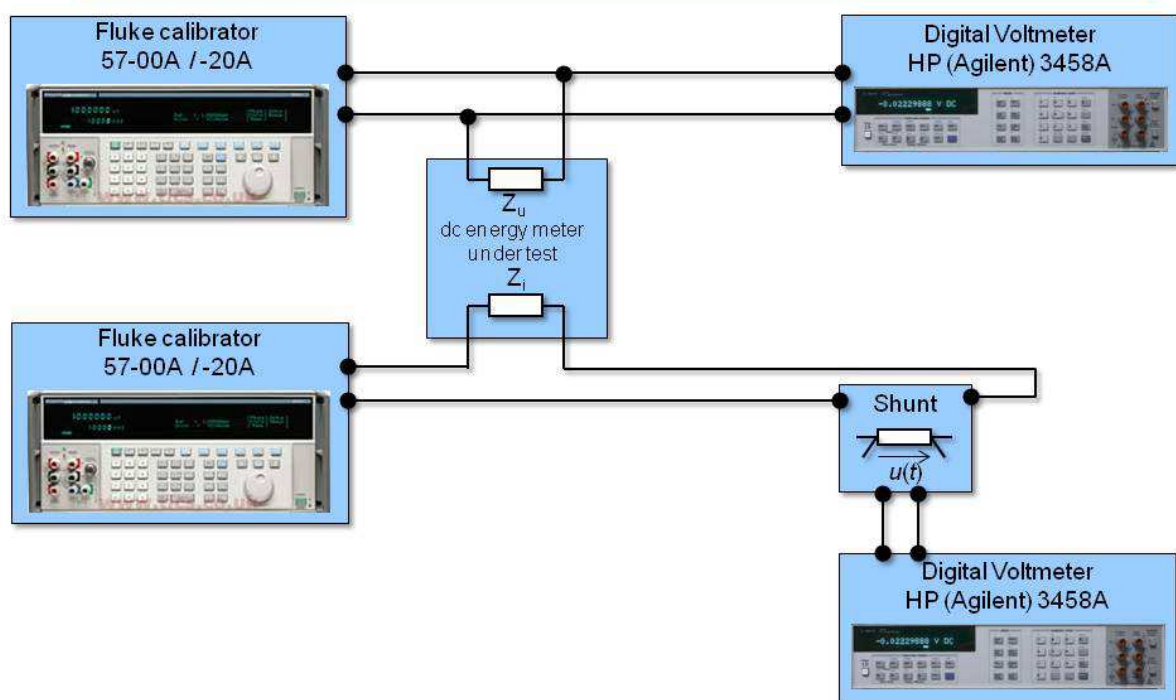


Abbildung 6.1: Aufbau für die Kalibrierung von DC-Leistungsmessgeräten oder DC-Zählern

Dabei wurde ein Fluke 5700A als Spannungsquelle für Gleichspannungen zwischen 10 V und 50 mV und ein Fluke 5720A als Stromquelle für Gleichströme zwischen 1 A und 5 mA verwendet. Ein 3458A wurde für die Spannungsmessung im DCV-Messbereich $\pm 10 \text{ V}$ eingesetzt. Das zweite 3458A wurde zusammen mit einem Präzisionswiderstand von $1,000272 \Omega$ als Strommessgerät im DCV-Messbereich

± 1 V verwendet. Beide Digital Voltmeter hatten vor der Messung eine ausreichend lange Aufwärmphase, eine interne Autokalibrierung sowie einen Vergleich mit einer DC-Spannungsreferenz. Das Ansteuern der Quellen und Auslesen der Messgeräte und des Prüflings erfolgten automatisiert mittels einer LabVIEW Applikation über die IEEE 488 Schnittstelle. Dies ermöglichte eine gleichzeitige Triggerung der Messgeräte und des Prüflings. Zur Sicherstellung der gleichwertigen Messwerte wurden sowohl die Digitalvoltmeter als auch das DC-Leistungsmessgerät auf eine Integrationszeit von 1 Sekunde eingestellt. Nach der Umschaltung der Quellen zum nächsten Wert wurde eine Stabilisationszeit von 10 Sekunden beachtet.

Vor jeder Messung wurden bei kurzgeschlossenen Quellen die Offsetspannungen der Referenzmessgeräte und des Prüflings aufgezeichnet. Die Messbereiche der Referenzmessgeräte wurden während der Messungen manuell eingestellt und gehalten. Nach jeder Umstellung der Messbereiche wurden die Offsetspannungen erneut aufgezeichnet. Diese Offsetwerte wurden von der Messspannung des jeweiligen Gerätes bei der Auswertung abgezogen, so dass keine offsetbedingten systematischen Abweichungen in den folgenden Ergebnissen enthalten sind.

Als erstes wurde ein konstanter Strom von 0,9 A eingestellt. Die Spannung wurde automatisch von 11 V, was 110 % des Messbereiches entspricht, bis auf -11 V für je 10 Messungen der Dauer einer Sekunde variiert. Zwischen den einzelnen Messpunkten wurde eine konstante Wartezeit von 10 Sekunden eingehalten. Der gleiche Vorgang wurde ebenfalls für einen konstanten Strom von -0,9 A, 0,6 A und -0,6 A durchgeführt. Ausgewertet wurden die prozentualen Abweichungen der gemessenen Gleichleistung des Prüflings im Vergleich zu den Referenzwerten. Die angegebene Standardabweichung bezieht sich auf je 10 Messungen der Leistung pro Messpunkt.

In Abbildung 6.2 sind die Abweichungen des Prüflings bei konstantem Strom und variiertter Spannung grafisch aufgezeigt. Die darauf folgende Abbildung 6.3 zeigt die Abweichungen des Prüflings bei konstanter Spannung und variiertem Strom. Es ist zu erkennen, dass der *WT3000* in den angegebenen Messbereichen laut Abbildung 3.10 unterhalb der angeforderten Abweichungen liegt. Die entsprechenden Werte und die zugehörigen Standardabweichungen sind in Anhang A4 zu sehen.

Dieses Messverfahren ist aufgrund des automatisierten Ablaufs sehr einfach durchzuführen. Es lässt sich gleichermaßen auf DC Energiezähler anwenden. Hierfür ist lediglich die Dauer einer Messung zu beachten. Die Integration bei Energiezählern kann in bestimmten Zeitspannen (Registrier- oder Messperioden) erfolgen (z.B. 15 Minuten). Diese Messperioden sind für die Referenzmessgeräte ebenfalls zu wählen. Für den Zweck einer Zählerprüfung kann diese Zeit auf einen kleineren Wert gesetzt werden, um die Kalibrierzeit zu verkürzen. Des Weiteren ist darauf zu achten, dass die Genauigkeit der Referenzmessgeräte *Agilent (HP) 3458A* um mehr als einen Faktor 10 unterhalb der Genauigkeitsanforderungen der Zähler liegen. Wichtig ist die Bestimmung der Offsetspannung vor jeder Messung, um die daraus resultierenden systematischen Abweichungen zu eliminieren. Bei Vernachlässigung der Subtraktion der Offsetspannung ergibt sich eine mit steigender Ausnutzung des Messbereiches sinkende Offsetabweichung. Bei geringen Ausnutzungen des Messbereiches fällt diese Abweichung deshalb sehr ins Gewicht und verfälscht das Messergebnis entscheidend. [KAHM03], [GUI94]

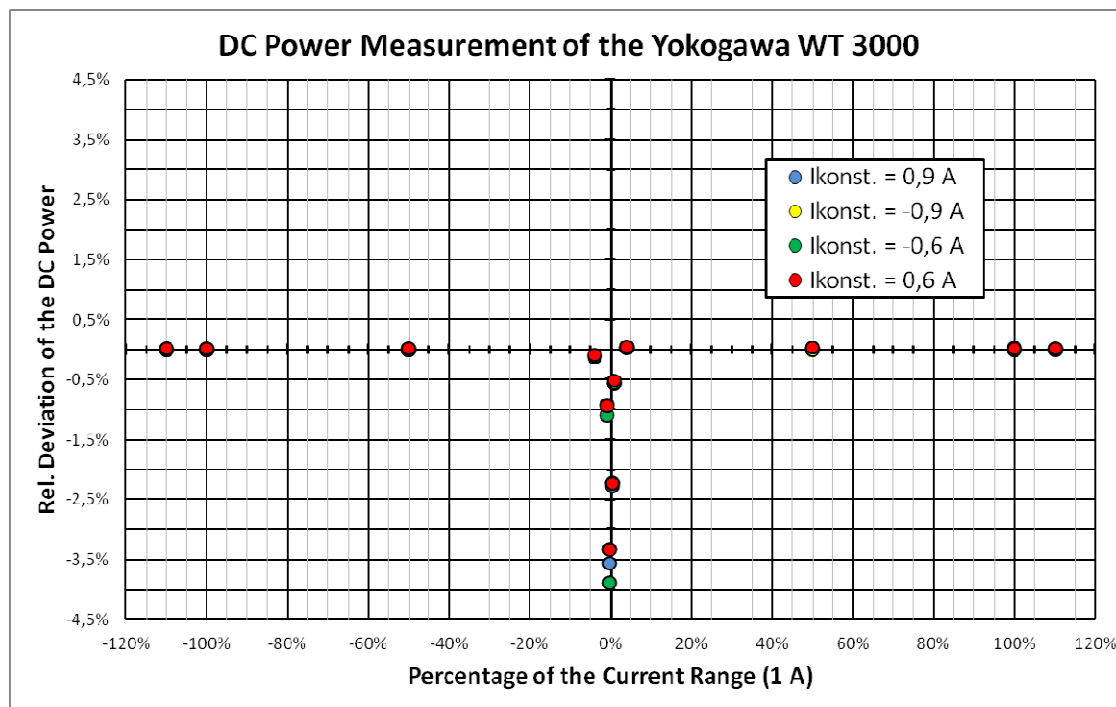


Abbildung 6.2: Abweichungen des *Yokogawa WT 3000* bei konstanten Strömen

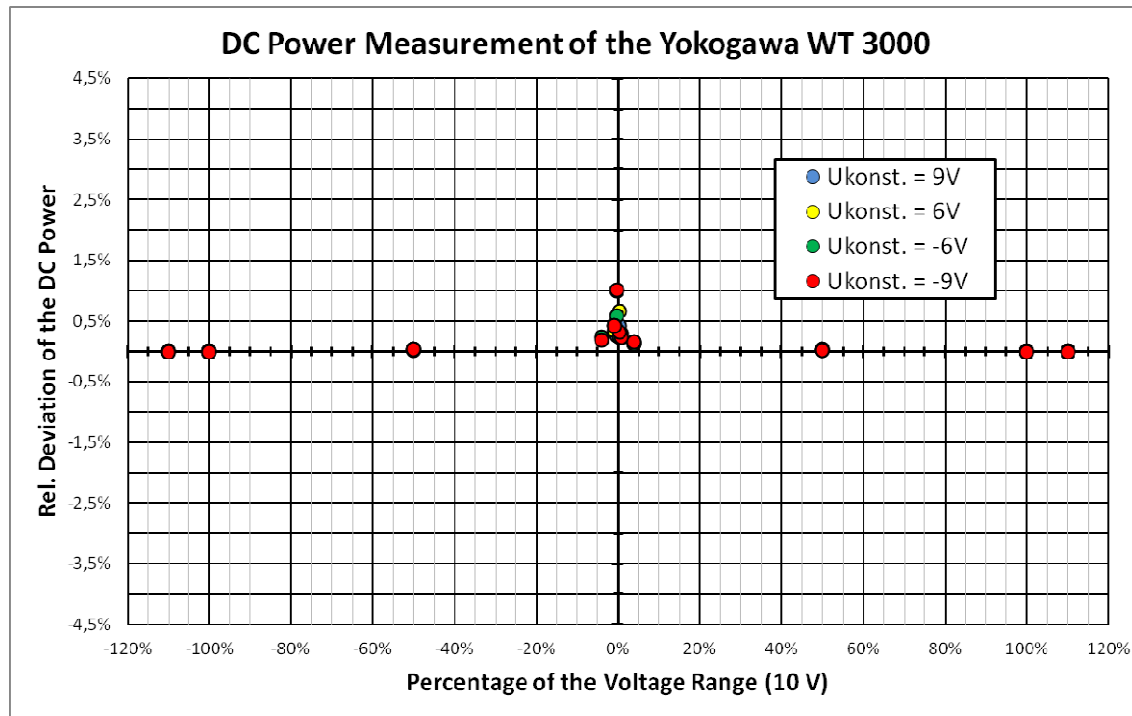


Abbildung 6.3: Abweichungen des *Yokogawa WT 3000* bei konstanten Spannungen

6.1.2. DC-Leistungsmessplatz für veränderliche HGÜ-Signale

Um DC-Energiezähler oder DC-Leistungsmessgeräte nicht nur mit konstanten sondern auch veränderlichen Signalen kalibrieren zu können, bedarf es einer Einrichtung, die sowohl solche Signale erzeugen als auch erfassen kann. In Abbildung 6.4 ist der schematische Aufbau eines solchen DC-Leistungsmessplatzes aufgezeigt. Zur Erzeugung der veränderlichen Signale wird ein Digital-Analog-Konverter mit ausreichend hoher Auflösung und Bandbreite verwendet. Die digitale Erzeugung der Signale wird mittels einer Software beliebig gestaltet. Um erhöhte Amplituden für Strom und Spannung zu bekommen, können am Ausgang des D/A-Wandlers ein Spannungsverstärker bzw. ein Transkonduktanzverstärker eingesetzt werden. Als Referenzmesseinrichtung wird ein zurückgeführter und erweiterter Digitizer (Analog-Digital-Konverter) des Unternehmens *National Instruments* eingesetzt. [MÖHR12]

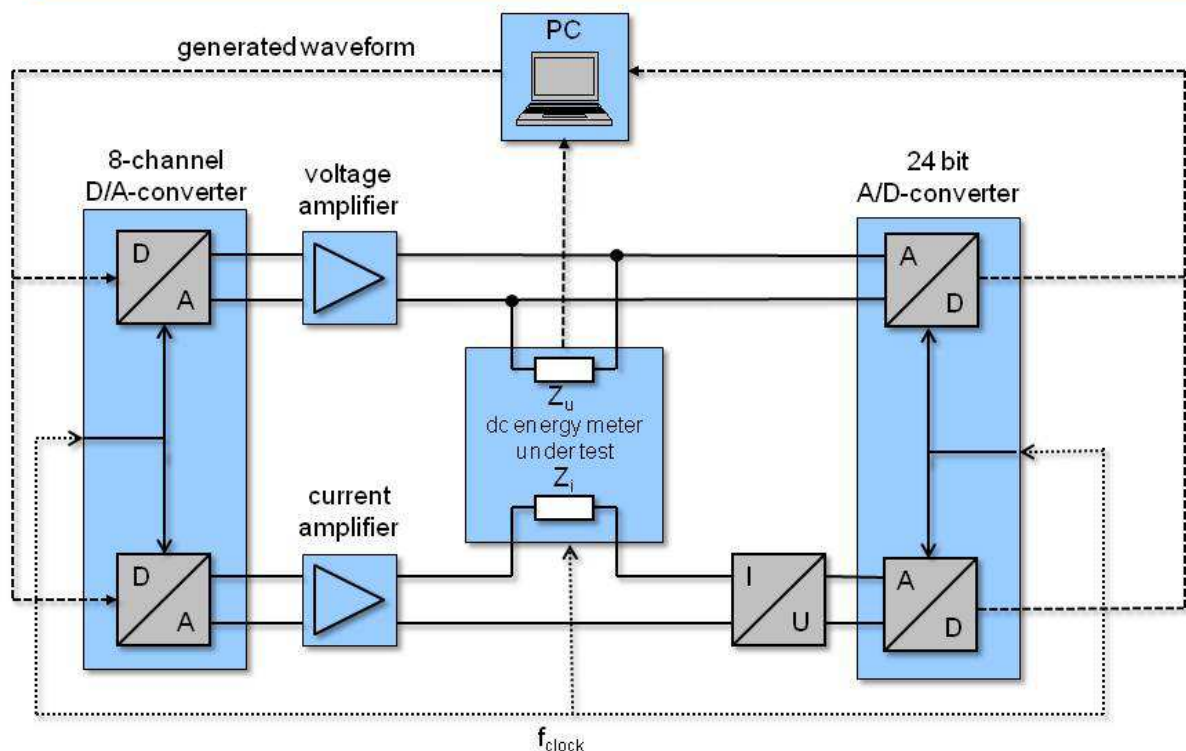


Abbildung 6.4: Aufbau des DC-Leistungsmessplatzes für veränderliche HGÜ-Signale

Aufgrund der hohen Anforderungen mit Hinblick auf die Präzision dieser Messeinrichtung bedarf es einer genauen Betrachtung der Anforderungen der Einzelkomponenten: Erzeugung, Verstärkung, Messung und Programmablauf. Folgend wird auf diese Anforderungen und ihre Realisierung einzeln eingegangen.

Signalerzeugung und Verstärkung

Die oben bereits erwähnten Signalverläufe, bestehend aus DC-Anteilen, Rippleanteilen und einem Polaritätswechsel, können mittels einer LabVIEW basierten Software generiert und mit Hilfe eines D/A-Konverters erzeugt werden. Diese Software muss sowohl die üblichen Signale, wie Sinus, Dreieck, Rechteck oder DC-Offset, als auch die HGÜ-spezifischen Signalformen erzeugen können. Dazu zählen die aufgrund der Gleichrichtung entstehenden 6-Puls oder 12-Puls Signalverläufe mit variabler kapazitiver Glättung.

Um diese Verläufe mittels eines D/A-Konverters abbilden zu können muss diese Quelle programmierbar sein. Idealerweise ist es eine steuerbare Quelle, welche über einen Computer mittels des FIFO-Prinzips (First-In-First-Out) angebunden ist. Dieses Prinzip erlaubt die schnellstmögliche Verarbeitung der programmierten Signale und sorgt für ein unterbrechungsfreies, kontinuierliches Ausgangssignal.

Bei Kalibrierungen von Messmitteln muss die Quelle die notwendige vertikale und horizontale Genauigkeit aufweisen. Als Ziel für die hier betrachteten maximalen Frequenzanteile kann die Grenze von 20 kHz festgelegt werden. Um eine optimale Darstellung der höchsten vorkommenden Frequenz zu gewährleisten, sollte die Abtastfrequenz das 10-fache betragen. Demnach liegt die maximale notwendige Abtastfrequenz bei 200 kHz.

Für die vertikale Auflösung ist der Quantisierungsfehler, welcher beim D/A-Wandeln genauso wie beim Digitalisieren entsteht, relevant. Die Berechnung des Einflusses ist in (6-1) dargestellt, wobei FSR für den Wertebereich (Full Scale Range) und LSB für das kleinste und somit letzte Bit (Least Significant Bit) steht.

$$1LSB = \frac{FSR}{2^n - 1} \quad (6-1)$$

Der Fehler liegt dabei maximal bei der Hälfte des LSB.

$$\text{Quantisierungsfehler} = \pm \frac{1}{2} LSB \quad (6-2)$$

Hier spielt weiterhin noch die interne Geschwindigkeit des D/A-Wandlers eine wichtige Rolle. Die Realisierung des tatsächlichen Signals hängt natürlich von der Anstiegszeit des D/A-Wandlers, also von der analogen Bandbreite, ab. Die steilen Flanken der digitalen Stufen eines steigenden oder fallenden Vorgangs können physikalisch nur mit einer maximalen Geschwindigkeit erzeugt werden. Die maximale Anstiegszeit des hier eingesetzten D/A-Wandlers liegt bei 15 V / μ s und bietet damit eine ausreichend große Grenzfrequenz. An dieser Stelle der Digital-Analog-

Wandlung sind Hilfsmittel notwendig um unerwünschte Effekte im erzeugten Signal auszulöschen oder ausreichend zu minimieren. Die unerwünschten Veränderungen des Signalspektrums treten zum Beispiel aufgrund der hochfrequenten Anteile der Überschwinger bei den einzelnen Stufen oder aufgrund des bekannten Shannon'schen Abtasttheorems in Form einer um die Abtastfrequenz liegenden Signalspiegelung auf. Wie in [MEI11_4] bereits beschrieben ist, können diese unerwünschten Effekte mittels eines digitalen und eines analogen Filters vermieden werden. Dabei setzt man ein digitales Vorfilter (z.B. Bessel-Filter 6ter-Ordnung) mit einer passenden Grenzfrequenz und ein analoges Nachfilter mit einer knapp geringeren Grenzfrequenz ein. Die digitale Vorfilterung löscht alle unerwünschten, hohen Frequenzanteile aus dem generierten Signal aus, hinterlässt dabei jedoch die durch die begrenzten Eigenschaften eines diskreten Signals verursachten „Phantomanteile“ des Frequenzbereiches im Vielfachen der Abtastfrequenz. Das analoge Filter wird dann eingesetzt, um eine schärfere Grenzfrequenz zu realisieren und die nach dem digitalen Filter überbleibenden Signalverschmutzungen auszulöschen. Dabei wird das analoge Filter nicht von hohen Frequenzanteilen überlastet. [MEI11_4][MOH13]

Weiterhin bleibt zu erwähnen, dass die Kurzzeit- und Langzeitstabilität der Signalquelle gegeben sein muss. Bei gleichzeitiger Messung des Kalibriersignals mit dem Prüfling und dem Referenzsystem spielt Stabilität keine große Rolle, jedoch ist die Kenntnis dieser notwendig, um gravierende Einflüsse ihrerseits ausschließen zu können.

Um die Messbereiche für Strom und Spannung von analogen DC-Zählern nach [MEI11] zu realisieren, muss der D/A-Wandler eine maximale Spannung von ± 10 V und einen maximalen Strom von ± 1 A erzeugen können. Falls diese Grenzen von einem D/A-Wandler nicht erreicht werden können, müssen stabile Verstärker mit mindestens gleichwürdigem Frequenzbereich eingesetzt werden. Die hier eingesetzte programmierbare Quelle in Form des D/A-Wandlers NI-6733 [NI6733] ist lediglich für die Ausgabe von Spannungen bis ± 10 V nutzbar. Dies wurde im Rahmen von umfangreichen Untersuchungen an der PTB verifiziert [MÖHR12]. Für die Erzeugung des Stromes wird deshalb ein an der PTB entwickelter und aufgebauter Transkonduktanzverstärker verwendet. Dieser Verstärker besitzt bei einer

Nominalstromstärke von 1 A eine Bandbreite bis 250 kHz. Mit zugehörigen Bereichswiderständen und Abschlusslasten sind hiermit mehr als ausreichende Amplitudenstabilitäten realisierbar. Die Offsetströme des Verstärkers im 1A-Bereich liegen weit unterhalb von $100 \mu\text{A/A}$. [MOH13]

Die benötigten Spannungs- und Stromsignalformen können mittels einer LabVIEW basierten Software nach den gewünschten Randparametern generiert werden. Aufgrund der beschriebenen Eigenschaften des D/A-Wandlers mit der digitalen und analogen Filterung und dem Transkonduktanzverstärker können für die Kalibrierung von kommerziellen DC-Leistungsmessgeräten und DC-Zählern diese Signalformen analog bereitgestellt werden.

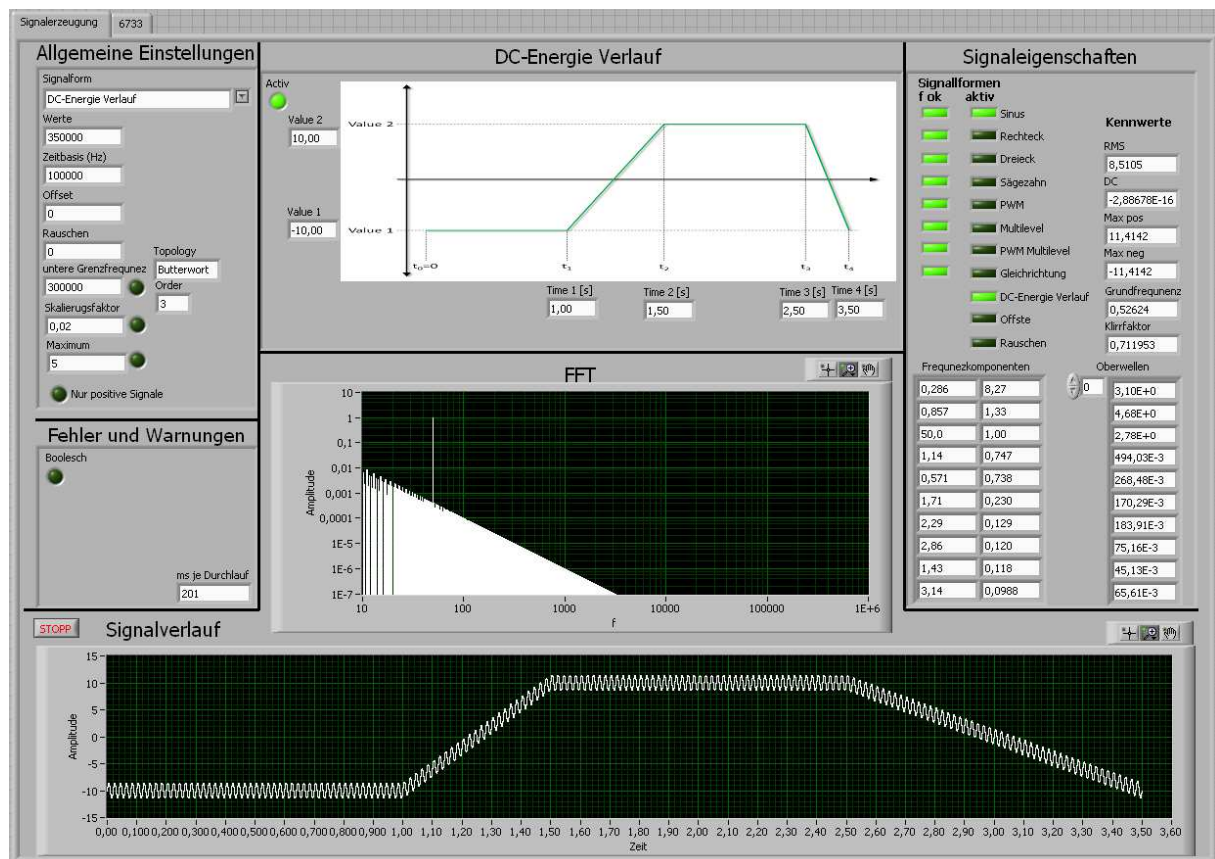


Abbildung 6.5: Softwareoberfläche zur Erzeugung der HGÜ-Signalverläufe

Abbildung 6.5 zeigt die Oberfläche der für den Zweck der Signalerzeugung geschriebenen Software. Mittels dieser Software ist die Erzeugung beliebiger, sich

wiederholender Signalformen möglich. Es ist ein programmierter Verlauf der Signale abgebildet, wobei ein Polaritätswechsel des DC-Signals mit einer überlagerten Störfrequenz zu sehen ist. Zudem können mit Hilfe dieser Software die theoretisch sinnvollen Signalformen Sinus, Rechteck, Dreieck, Sägezahn 6-Puls- und 12-Puls-Gleichrichtung inklusive einer kapazitiven Signalglättung erzeugt werden. Das programmierte Signal kann zusätzlich mit Verschmutzungswelligkeiten in beliebigen Frequenzen und Amplituden im Rahmen der möglichen Abtastraten und der D/A-Konvertierung überlagert werden. Da der verwendete D/A-Wandler acht mögliche Ausgangskanäle hat und der verwendete Transkonduktanzverstärker dreipolig ist, kann der in Kapitel 3.2.2 beschriebene aufwendigste Fall für die Energiemessung der Sensorsekundärgrößen an einer bipolaren Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungsstrecke mit zwei Strom- und zwei Spannungspfaden mit dieser Signalerzeugung realisiert werden.

Signalerfassung

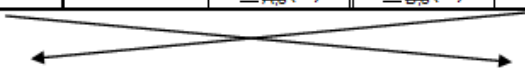
Das Referenz-Sampling-System wird eingesetzt, um die durch die Quelle erzeugten Strom- und Spannungssignale simultan zum Prüfling zu erfassen und zu digitalisieren. Es besteht aus einem Zweikanaligen A/D-Wandler, auch Digitizer genannt, des Herstellers *National Instruments* und einem an der PTB entwickelten analogen Vorsatz, um den verwendeten Digitizers mit den notwendigen Eigenschaften zu versehen.

Der Digitizer hat eine Auflösung von bis zu 24-bit und mögliche Sampling-Raten von 50 kHz bis 15 MHz. Für einen ausreichend geringen Quantisierungsfehler von unter $1 \cdot 10^{-5}$ V/V ist eine Auflösung von mindestens 18 bit notwendig. Bei einer Auflösung von 18 bit ist eine Sampling Rate von 10 MS/s durchführbar. Allerdings ist für die hier notwendigen Spannungs- und Stromsignale mit einer Maximalfrequenz von 20 kHz eine Sampling-Rate von 500 kHz mehr als ausreichend. Deshalb wird bei den späteren Messungen eine Auflösung von 24 bit und eine Sampling-Rate von 500 kS/s gewählt. Der Digitizer bietet die Messbereiche ± 1 V und ± 5 V auf zwei Kanälen. Beides wurde mit Hilfe des an der PTB entwickelten analogen Vorsatzes erweitert. Dieser Vorsatz wird als dualer 8-Kanal-Sampling Controller bezeichnet.

Durch den Einsatz zweier 8-Kanal-Umschalter ist es möglich, auf jedem Eingang des Digitizers bis zu acht Signale zu messen. Dabei wird periodisch zwischen den angelegten Signalen mittels Relais-Schaltelementen gewechselt. Die abgetasteten Daten werden mittels einer Software den entsprechenden Signalen zugewiesen und verarbeitet. Ein weiterer Zwei-Kanal-Umschalter kann bei Wunsch die beiden Pfade der Eingangskanäle des Digitizers vertauschen. Das eliminiert eventuelle Phasenverschiebungen zwischen den Pfaden. Des Weiteren enthält der Sampling-Controller zwei analoge Instrumentenverstärker mit der Verstärkung $G = 0,5$ eingebaut, um die Messbereiche des Referenz-Sampling-Systems auf den doppelten Spannungswert ($\pm 2\text{ V}$ und $\pm 10\text{ V}$) zu erweitern. [MOH13]

Die folgende Tabelle gibt die Belegung der Kanäle bei einer Messung von zwei Gleichstrom- und zwei Gleichspannungssignalen an. Dabei ist festzuhalten, dass die Gleichsignale die bereits oben beschriebene, gewollte Signalverschmutzung enthalten können. Die in der folgenden Tabelle aufgezeigte Kanalbelegung ist verpflichtend festgelegt, da die für diese Messeinrichtung eigens programmierte Software die DC-Messung nur auf diese Weise verarbeiten kann. Dies hat den Hintergrund, dass sowohl die Software als die Hardware für mehrere Messmodi aufgebaut worden sind.

Tabelle 6-1: Anschlussbelegung des Referenz-Sampling-Systems

Anschluss für DC-Leistungsmessung (bipolar DC)					
Vertauschung	Kanalindex i	Zuordnung	DCS Pfad A	DCS Pfad B	Zuordnung
Nein	1	U_{DC+}	$\underline{U}_{A,1}(k)$	$\underline{U}_{B,1}(k)$	I_{DC+}
	2	U_{DC-}	$\underline{U}_{A,2}(k)$	$\underline{U}_{B,2}(k)$	I_{DC-}
	3	U_{Ref+}	$\underline{U}_{A,3}(k)$	$\underline{U}_{B,3}(k)$	U_{Ref+}
	4	U_{Ref-}	$\underline{U}_{A,4}(k)$	$\underline{U}_{B,4}(k)$	U_{Ref-}
	5		$\underline{U}_{A,5}(k)$	$\underline{U}_{B,5}(k)$	
	6		$\underline{U}_{A,6}(k)$	$\underline{U}_{B,6}(k)$	
	7		$\underline{U}_{A,7}(k)$	$\underline{U}_{B,7}(k)$	
	8		$\underline{U}_{A,8}(k)$	$\underline{U}_{B,8}(k)$	
					
Ja	1	I_{DC+}	$\underline{U}_{C,1}(k)$	$\underline{U}_{D,1}(k)$	U_{DC+}
	2	I_{DC-}	$\underline{U}_{C,2}(k)$	$\underline{U}_{D,2}(k)$	U_{DC-}
	3	U_{Ref+}	$\underline{U}_{C,3}(k)$	$\underline{U}_{D,3}(k)$	U_{Ref+}
	4	U_{Ref-}	$\underline{U}_{C,4}(k)$	$\underline{U}_{D,4}(k)$	U_{Ref-}
	5		$\underline{U}_{C,5}(k)$	$\underline{U}_{D,5}(k)$	
	6		$\underline{U}_{C,6}(k)$	$\underline{U}_{D,6}(k)$	
	7		$\underline{U}_{C,7}(k)$	$\underline{U}_{D,7}(k)$	
	8		$\underline{U}_{C,8}(k)$	$\underline{U}_{D,8}(k)$	

Bei Aktivierung der Vertauschungsfunktion, werden die Pfade des Sampling-Controllers zwischen den Signalspannungen und den Signalströmen gewechselt. Somit wird jedes Signal auf beiden Eingangspfaden gemessen. Dies führt zur Auslöschung der Eigeneinflüsse der Eingangspfade. Für eine kontinuierliche Korrektur der Messeingänge wird eine In-Situ-Kalibrierung mit Hilfe von zwei vor der Messung kontrollierten, kurzzeitstabilen Referenzspannungen durchgeführt. Dies geschieht indem man diese Referenzspannungen als letzte Kanalindizes der Kanäle belegt, also im Falle einer bipolaren Messung auf die Kanalindizes $U_{A,5}(k)$, $U_{B,5}(k)$, $U_{C,5}(k)$, und $U_{D,5}(k)$.

Messablauf

Mit Hilfe der eigens für die DC-Leistungsmessung umgesetzten Software können nun der D/A-Wandler und das Referenz-Sampling-System nach Abbildung 6.4 als

gesamter Messplatz für DC-Leistung verwendet werden. Der Ablauf der DC-Leistungsmessung lässt sich wie folgt darstellen.

Als erstes werden die Offsetspannungen des Referenz-Sampling-Systems mittels einer zurückgeführten Spannungsreferenz ermittelt und in die Berechnungssoftware übernommen. Weiterhin werden die genauen Werte der internen Spannungsreferenzen des Sampling-Controllers mittels eines zurückgeführten Präzisionsvoltmeters gemessen und ebenfalls in die Berechnungssoftware übernommen. Die gewünschten Signalformen werden dann in der Erzeugungsoberfläche (siehe Abbildung 6.5) eingestellt. Für die korrekte Referenzmessung müssen nun die benötigte Sampling-Geschwindigkeit und Sampling-Dauer des Digitizers eingestellt werden. Die Sampling-Geschwindigkeit kann dabei immer bei 500 kS/s belassen werden. Die Dauer richtet sich nach der Art des zu messenden Signals und der Frequenz der überlagerten Welligkeiten. Weiterhin ist die Anzahl und Belegung der zu erzeugenden und zu messenden Kanäle (Spannungen und Ströme) zu wählen. Für spätere Anwendung des Messsystems an reellen Strom- und Spannungssignalen sind Umrechnungsfaktoren für die Spannungs- und Stromsensoren in die Software eingebaut. Diese sind bei einer Messung mit Sensoren vor der Messung einzustellen. Falls die Messung auf der Kleinsignalebene durchgeführt wird, sind die Umrechnungsfaktoren dementsprechend mit „1“ zu belegen. Nach dem Start der Messung erzeugt der D/A-Wandler die gewünschten Signalformen. Gleichzeitig tastet das Referenz-Sampling-System die eingestellten Kanäle ab und übermittelt die abgetasteten und in Einzelkanäle aufgeteilten Rohdaten an die Kalkulation der Software. Hier werden die Abweichungen des Prüflings und die dazugehörigen Messunsicherheiten mit Hilfe der bekannten Messunsicherheit des Referenzmesssystems berechnet. Danach erfolgt die Darstellung sowie die Mittelung und Speicherung dieser Ergebnisse. Das Ergebnis der DC-Leistungsmessung besteht aus den Abweichungen eines DC-Leistungsmessgerätes und den dabei entstehenden Messunsicherheiten. Als Prüfling wird ein DC-Leistungsmessgerät wie in Abbildung 6.5 dargestellt in den Messaufbau eingebunden. Für eine bipolare Messung kann auch ein Prüfling mit zwei Leistungspfaden (zwei Eingänge für Spannung und zwei für Strom) eingebunden werden. Eventuell vorgeschaltete Spannungs- und Stromsensoren werden in einer

universellen Beschreibung der Sensoreigenschaften in die Berechnung eingesetzt. Jeder Sensor enthält dabei einen bekannten Übertragungsfaktor \underline{F}_U (Spannungssensor) bzw. \underline{F}_I (Strom-zu-Spannungsumsetzer). Dieser Faktor enthält alle bekannten Eigenschaften des Sensors wie Maßstabsfaktor, Betrags- und Phasenfehler sowie eine eventuelle interne Verstärkung G . Des Weiteren spielt die Offsetspannung bzw. der Offsetstrom des Sensors bei einer DC Messung eine wichtige Rolle und muss deshalb in die Berechnung mit aufgenommen werden. Am Beispiel eines Spannungssensors kann man nun die Berechnung seiner Primärgröße wie folgt durchführen.

$$\underline{U}_{\text{Out}} = \underline{U}_{\text{In}} \cdot \underline{F}_U + \underline{U}_{\text{Offset}} \quad (6-3)$$

Die Gesamtausgangsspannung des vollständigen Spannungswandlers (U-U-Konverters), welcher einen Spannungssensor darstellt, besteht aus der Ausgangsspannung $\underline{U}_{\text{In}}$ multipliziert mit dem Übertragungsfaktor \underline{F}_U und dem Offset $\underline{U}_{\text{Offset}}$ des Konverters. Der Übertragungsfaktor enthält dabei die charakteristischen Werte des Sensors: den reziproken Wert des Nominal-Maßstabsfaktors $K_{N,U}$, den Betragsfehler ε_U und den Phasenfehler δ_U . Alternativ kann man den Phasenfehler auch als Laufzeitkonstante ωT angeben. Es bleibt festzuhalten, dass bei einer DC-Leistungsmessung die anteilmäßig geringen Wechselleistungen dazu führen, dass die Phasenfehler von Sensoren wenig zum Gesamtfehler beitragen. Für spätere Erweiterungen des Messsystems auf Anwendungsbereiche mit hohem Leistungsinhalt der Wechselanteile wurde jedoch diese allgemeine Darstellung der Sensoren beibehalten. Die Offsetspannung spielt bei DC-Messungen allerdings eine sehr entscheidende Rolle und muss vor der Messung bei $U_{\text{In}} = 0$ erfasst werden.

Bei Stromsensoren ist die Sensordarstellung analog aufzustellen, wobei eventuell weitere Fehler berücksichtigt werden müssen. So beinhaltet ein I-U-Konverter bestehend aus einem Strom-Strom-Wandler und einem Messwiderstand zusätzlich zu den eben genannten Betrags- und Phasenfehler des Wandlers auch die Betrags- und Phasenfehler des Messwiderstandes. Die folgenden Formeln geben die Modelle

der Übertragungsfaktoren für Spannungssensoren (\underline{F}_U) und Stromsensoren (\underline{F}_I) wieder.

$$\underline{F}_U = \frac{G_U}{K_{N,U}} \cdot e^{j(\delta_U)} \cdot (1 + \varepsilon_U) \cdot (1 + \varepsilon_G) \quad (6-4)$$

$$\underline{F}_I = \frac{R_m \cdot G_I}{K_{N,I}} \cdot e^{j(\delta_I)} \cdot (1 + \varepsilon_I) \cdot (1 + \varepsilon_R) \cdot (1 + \varepsilon_G) \quad (6-5)$$

Dabei ist eine Verstärkung bei Spannungssensoren eher unüblich und wird mit “1” angegeben. Das resultiert daraus, dass die Spannungssensoren meist passiv aufgebaut sind. Der Phasenfehler δ enthält bei beiden Modellen sämtliche Phasenfehler des Sensors, wie Widerstands-Laufzeitkonstante und Verstärkungs-Laufzeitkonstante.

Alle Betrags- und Phasenfehler werden vor der Messung an den entsprechenden Messeinrichtungen kalibriert und in die Berechnungssoftware als Cluster übergeben. So können die Eigenfehler der Sensoren während der Messung direkt kompensiert werden. Dieses Verfahren bietet die maximale Flexibilität bei Leistungskalibrierungen nicht nur im DC- und AC-Bereich, sondern auch bei Mischsignalen.

Bestimmung der Messunsicherheit für die DC-Leistung

Die Bestimmung der Messunsicherheit wird hier lediglich für reine Gleichleistungen durchgeführt, da zum Einen die Wechselleistung der Überlagerungen keinen relevanten Anteil an der Gesamtenergie haben und zum Anderen die Wechselanteile nur für die Bewertung der DC-Genauigkeit des Messsystems und des Prüflings bei Mischsignalen implementiert werden. Die Bestimmung der Messunsicherheit für die AC-Wirkleistung bei reinen AC-Leistungen wird in [MOH13] beschrieben.

Für einen Pol (positiv) der bipolaren HGÜ ist die Modellgleichung für die Gleichleistung P_{DC} :

$$P_{DC+} = U'_{DC+} \cdot M_{VT,DC+} \cdot I'_{DC+} \cdot M_{CT,DC+} \quad (6-6)$$

Die Faktoren $M_{VT,DC+}$ und $M_{CT,DC+}$ repräsentieren dabei die reinen Umrechnungsfaktoren, welche von den Sensoren für Spannung (VT) und Strom (CT) gegeben werden (Maßstabsfaktoren). Die Maßstabsfaktoren sind die reziproken Werte der oben beschriebenen Übertragungsfaktoren \underline{F}_U und \underline{F}_I . U'_{DC+} und I'_{DC+} sind die auf der Sekundärseite der Sensoren gemessenen Spannung und Strom. Bei einer Messung ohne Sensoren (Kleinsignalebene) werden die Maßstabsfaktoren der Sensoren mit „1“ deklariert. Die gemessene Spannung und der gemessene Strom können wie folgt aufgeschlüsselt werden.

$$U'_{DC+} = U''_{DC+} \left(G_{U,DC+} + \frac{U_{Off,DC+}}{U''_{DC+}} \right) \quad (6-7)$$

$$I'_{DC+} = I''_{DC+} \left(G_{I,DC+} + \frac{I_{Off,DC+}}{I''_{DC+}} \right) \quad (6-8)$$

Wobei U''_{DC+} und I''_{DC+} die nicht korrigierten, direkt am Eingang des Messgerätes erfassten Größen sind. Die erweiterte Messunsicherheit der Leistung $u_{rel}(P_{DC+})$ ist dann

$$u_{rel}(P_{DC+}) = \frac{u(P_{DC+})}{P_{DC+}} = \sqrt{u_{rel}^2(U'_{DC+}) + u_{rel}^2(I'_{DC+}) + u_{rel}^2(M_{VT,DC+}) + u_{rel}^2(M_{CT,DC+})}. \quad (6-9)$$

Erweitert um die Berechnung von U'_{DC+} und I'_{DC+} folgt die Gesamtdarstellung für die erweiterten Messunsicherheit.

$$u_{rel}(P_{DC+}) = \frac{u(P_{DC+})}{P_{DC+}} = \sqrt{\begin{aligned} &u_{rel}^2(G_{U,DC+}) + \\ &u_{rel}^2\left(U_{rel,Off,DC+} \cdot \frac{Range(U''_{DC+})}{U''_{DC+}}\right) + \\ &u_{rel}^2(G_{I,DC+}) + \\ &u_{rel}^2\left(I_{rel,Off,DC+} \cdot \frac{Range(I''_{DC+})}{I''_{DC+}}\right) + \\ &u_{rel}^2(M_{VT,DC+}) + \\ &u_{rel}^2(M_{CT,DC+}) \end{aligned}} \quad (6-10)$$

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}-}) = \frac{u(P_{\text{DC}-})}{P_{\text{DC}-}} = \sqrt{\begin{aligned} &u_{\text{rel}}^2(G_{\text{U,DC-}}) + \\ &u_{\text{rel}}^2\left(U_{\text{rel,Off,DC-}} \cdot \frac{\text{Range}(U''_{\text{DC-}})}{U''_{\text{DC-}}}\right) + \\ &u_{\text{rel}}^2(G_{\text{I,DC-}}) + \\ &u_{\text{rel}}^2\left(I_{\text{rel,Off,DC+}} \cdot \frac{\text{Range}(I''_{\text{DC-}})}{I''_{\text{DC-}}}\right) + \\ &u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT,DC-}}) + \\ &u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT,DC-}}) \end{aligned}} \quad (6-11)$$

Die Beiträge $U_{\text{rel,Off,DC}} \cdot \frac{\text{Range}(U''_{\text{DC}})}{U''_{\text{DC}}}$ und $I_{\text{rel,Off,DC}} \cdot \frac{\text{Range}(I''_{\text{DC}})}{I''_{\text{DC}}}$ repräsentieren die Messunsicherheitsbeiträge der Offsetspannungen bezogen auf die Messbereiche. Unter Betrachtung der Symmetrie kann die Gesamtunsicherheit der Gleichleistungsmessung $u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma})$ für beide Polaritäten inklusive der Unsicherheiten für eventuelle Vorsensoren, wie Hochspannungsteiler oder Hochstromwandler, wie folgt angegeben werden.

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma}) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{[u_{\text{rel}}(P_{\text{DC+}})]^2 + [u_{\text{rel}}(P_{\text{DC-}})]^2} \quad (6-12)$$

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma}) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\begin{aligned} &u_{\text{rel}}^2(G_{\text{U,DC+}}) + u_{\text{rel}}^2\left(U_{\text{rel,Off,DC+}} \cdot \frac{\text{Range}(U''_{\text{DC+}})}{U''_{\text{DC+}}}\right) + \\ &u_{\text{rel}}^2(G_{\text{I,DC+}}) + u_{\text{rel}}^2\left(I_{\text{rel,Off,DC+}} \cdot \frac{\text{Range}(I''_{\text{DC+}})}{I''_{\text{DC+}}}\right) + \\ &u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT,DC+}}) + u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT,DC+}}) + \\ &u_{\text{rel}}^2(G_{\text{U,DC-}}) + u_{\text{rel}}^2\left(U_{\text{rel,Off,DC-}} \cdot \frac{\text{Range}(U''_{\text{DC-}})}{U''_{\text{DC-}}}\right) + \\ &u_{\text{rel}}^2(G_{\text{I,DC-}}) + u_{\text{rel}}^2\left(I_{\text{rel,Off,DC+}} \cdot \frac{\text{Range}(I''_{\text{DC-}})}{I''_{\text{DC-}}}\right) + \\ &u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT,DC-}}) + u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT,DC-}}) \end{aligned}} \quad (6-13)$$

Die folgende Tabelle zeigt die vorher messtechnisch bestimmten Unsicherheitsfaktoren für das Gleichleistungsmesssystem. Dabei bieten die

Verstärkungen der Messsystemeingänge Unsicherheiten von ± 200 ppm und die Offsets für die Strom- und Spannungspfade Unsicherheiten von ± 50 ppm. Die Unsicherheiten der Übertragungsfaktoren von Sensoren sind mit $\pm X$ ppm angegeben, da diese Sensorabhängig sind und nicht allgemein gehalten werden können.

Tabelle 6-2: Unsicherheitsbeiträge des analogen Gleichleistungsmesssystems

quality	quantity	distribution
$u_{\text{rel}}(G_{\text{U,DC}})$	± 200 ppm	Rechteck
$u_{\text{rel}}\left(U_{\text{rel,Off,DC}} \cdot \frac{\text{Range}(U''_{\text{DC}})}{U''_{\text{DC}}}\right)$	± 50 ppm	Rechteck
$u_{\text{rel}}\left(I_{\text{rel,Off,DC}} \cdot \frac{\text{Range}(I''_{\text{DC}})}{I''_{\text{DC}}}\right)$	± 50 ppm	Rechteck
$u_{\text{rel}}(M_{\text{VT,DC}})$	$\pm X$ ppm	---
$u_{\text{rel}}(M_{\text{CT,DC}})$	$\pm X$ ppm	---

Somit resultiert für die Messunsicherheit des analogen Gleichleistungsmesssystems ohne Sensoren die folgende Berechnung der Gesamtunsicherheit.

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma}) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(\frac{200}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{50}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{200}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{50}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0}{2}\right)^2 + \left(\frac{0}{2}\right)^2}{\left(\frac{200}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{50}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{200}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{50}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0}{2}\right)^2 + \left(\frac{0}{2}\right)^2}} \quad (6-14)$$

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma}) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{4 \cdot \left(\frac{200}{\sqrt{3}}\right)^2 + 4 \cdot \left(\frac{50}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (6-15)$$

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma}) = \pm 120 \text{ ppm} \quad (6-16)$$

Mit einem Erweiterungsfaktor $k=2$ ergibt es eine erweiterte Messunsicherheit von ± 244 ppm.

6.2. Gleichstrom-Energiezähler mit digitalen Eingängen

Der Messplatz für DC-Zähler mit digitalen Eingängen wurde ausgelegt für Zähler, welche als Eingangsprotokoll das in IEC 61850-9-2 verwenden. Hiernach sind auch die Anforderungen an die Komponenten des Messplatzes gerichtet. Der Eingang wird anhand eines Ethernet-Anschlusses realisiert. Somit sind prinzipiell nach einer Softwareanpassung auch andere Übertragungsprotokolle nutzbar. Im Folgenden ist der an der PTB entstandene Aufbau dokumentiert.

Wie schon oben, im Kapitel für die DC-Zähler mit analogen Eingängen, beschrieben, wird das Eingangssignal in Nachahmung von Vorgängen einer Hochspannungs-Gleichstromübertragung entwickelt. Die wichtigsten Eigenschaften der Spannungs- und Stromverläufe in einer HGÜ sind dabei folgende:

- Stabiles DC-Signal des Stromes und der Spannung
- Ripple-überlagertes DC-Signal
- Energiefluss-Richtungswechsel im Minutenzeitraum

Ripple sind in diesem Fall die Überlagerungen, die durch externe Einkopplungen und noch viel mehr durch die Verzerrungen der Gleichspannung aufgrund der elektronischen Gleichrichtung verursacht werden. Für prüftechnische Zwecke können schon drei verschiedene Sinuswellen mit einstellbaren Frequenzen, Phasen und Amplituden ausreichend sein, um die Funktionsfähigkeit eines DC-Zählers oder DC-Leistungsmessgerätes für Frequenzanteile zu untersuchen. Der Richtungswechsel des Energieflusses lässt sich mit wechselnden Strom- oder Spannungspolaritäten realisieren. In der folgenden Abbildung ist ein zu programmierender Verlauf aufgezeigt. Dieser enthält die genannten Eigenschaften und kann als Testsignal mittels des Protokolls nach IEC 61850-9-2 an den Zähler übertragen werden. Die Zeitpunkte des angegebenen Verlaufs sowie die Amplitudenhöhen und -polaritäten können frei gewählt werden.

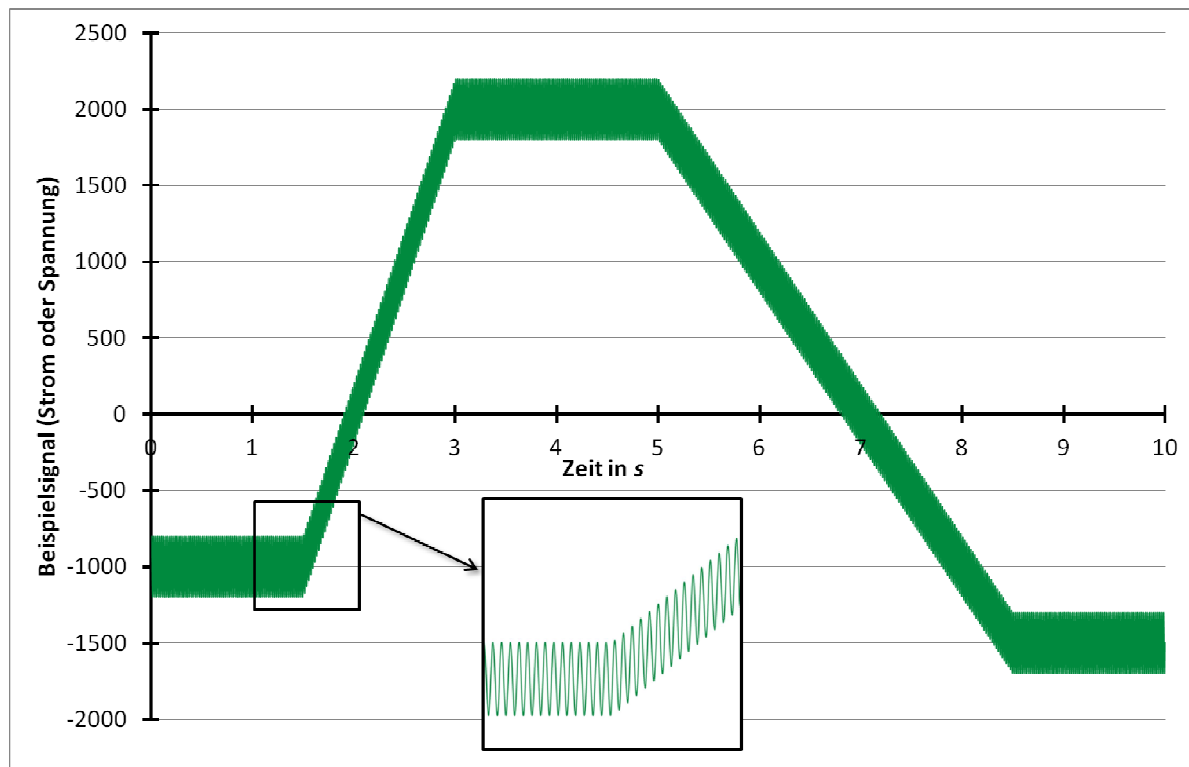


Abbildung 6.6: Zeitlicher Verlauf der Gleichspannung oder des Gleichstromes mit Ripple-Anteil und Flussrichtungswechsel.

In Zusammenarbeit mit den Unternehmen *Schniewindt GmbH* und *Landis+Gyr* wurde ein Messplatz für DC-Zähler mit digitalen Eingängen an der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt aufgebaut. Dessen schematischer Messaufbau ist in Abbildung 6.7 dargestellt.

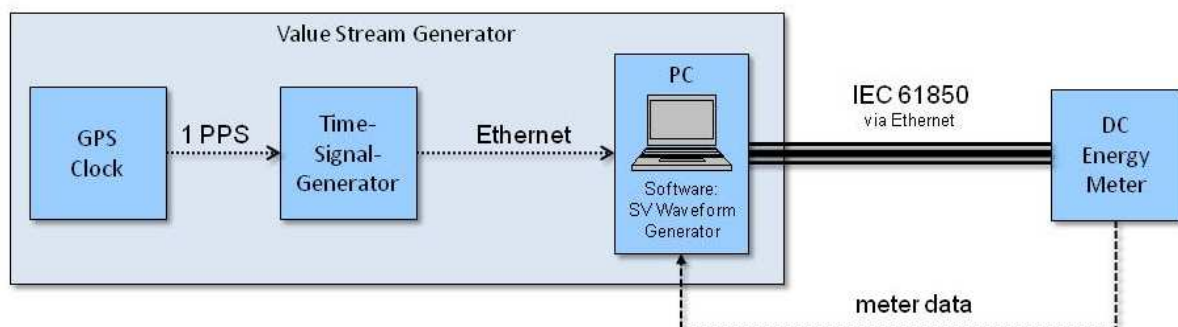


Abbildung 6.7: Schematischer Aufbau des Prüfplatzes für digitale DC-Zähler

Der Block „Value Stream Generator“ besteht aus drei physikalischen Bauteilen. Mittels einer GPS Clock, welche als Ausgang ein PPS Signal (Pulse Per Second) liefert, und eines Time-Signal-Generators erfolgt die zeitliche Synchronisation des Computers und damit auch der Software „SV Waveform Generator“. Diese Software dient der Zusammenfassung der auf einer Benutzeroberfläche erstellten Signale in das IEC 61850-9-2 Protokoll. Zur Erstellung dieses Programms wurde [MEI12] zu Hilfe gezogen. Es wurde eine Abtastrate von 12,8 kHz simuliert indem 256 Samples pro 50 Hz - Welle genutzt wurden. Das Protokoll enthält dabei acht Wertepaare, die für vier Ströme und vier Spannungen in einem HGÜ System stehen könnten (siehe Tabelle 6-3. Als Beispiel könnte eine bipolare HGÜ-Verbindung zwei Strommessungen und zwei Spannungsmessungen beinhalten.

Tabelle 6-3: Wertepaare der Protokollierung

Wertepaare	Bezeichnung	Regulär	VSG
Wert 1	I_A	Strom L1	Strom Pole+
Wert 2	I_B	Strom L2	Strom Pole-
Wert 3	I_C	Strom L3	dauerhaft 0
Wert 4	I_N	Strom neutral	dauerhaft 0
Wert 5	U_A	Spannung L1	Spannung Pole+
Wert 6	U_B	Spannung L2	Spannung Pole-
Wert 7	U_C	Spannung L3	dauerhaft 0
Wert 8	U_N	Spannung neutral	dauerhaft 0

Der programmierte Signalverlauf wird in einer Binärdatei hinterlegt, wodurch theoretisch beliebige Verläufe simuliert werden können. Die Eingabe der gewünschten Signalverläufe in die Software geschieht über die in Abbildung 6.8 dargestellte Benutzeroberfläche. Die blaue Kurve beschreibt dabei den Verlauf des

Stromes oder der Spannung im aktiven Reiter der Oberfläche. Es sind zwei Amplituden (Value1 und Value2) und 5 Zeitwerte einstellbar. Die Amplitudenwerte können sowohl positiv als auch negativ angegeben werden. Damit kann eine Umpolung eines Signals simuliert werden. Zusätzlich können diesem Signal 3 unterschiedliche, sinusförmige Ripple überlagert werden (Amplitude 1 – 3). Dabei können Amplitude, Frequenz, Offset und Phase angegeben werden. Nach dem Nyquist-Shannon'schen Abtasttheorem darf die Frequenz des Ripple die Hälfte der Samplingfrequenz nicht überschreiten. Nur so kann das Signal ohne Informationsverlust abgebildet werden. Die eingegebenen Verläufe für die Spannungen U_{L1} , U_{L2} und die Ströme I_{L1} , I_{L2} können in einer binären Datei als Verlauf abgespeichert und mittels der Software via Ethernet (RJ45-Schnittstelle) an einen digitalen Zähler übergeben werden.

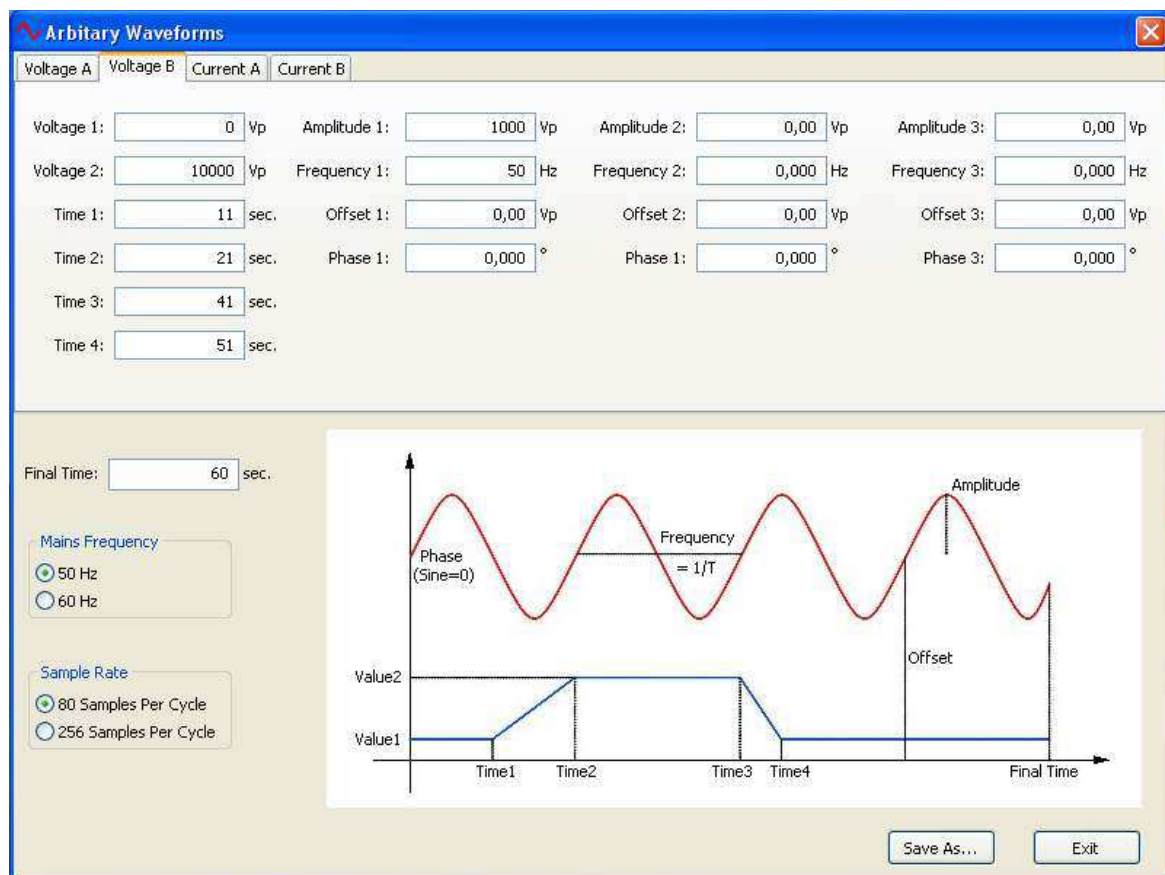


Abbildung 6.8: Oberfläche der Signalerzeugung für den „Value Stream Generator“

Aus Sicht der Genauigkeit muss sowohl die Amplitudenachse als auch die Zeitachse der Signalerzeugung betrachtet werden. Die Genauigkeit der Amplitude lässt sich bei digitaler Ausgabe und Verwertung der Signale direkt aus der maximalen Zahlenlänge der Einzelwerte ableiten. Im Falle der Protokollierung nach [MEI12] im beschriebenen VSG können die Zahlen in einer 32-Bit Auflösung angegeben werden.

Die zeitliche Auflösung, also die Abtastrate, ist beim Verfahren mit „sampled values“ auf feste Frequenzen festgelegt. Da diese Protokollierung ursprünglich in AC-Systemen ihren Einsatz hatte, ist die Sampling-Rate auf die Grundwelle von 50 Hz angepasst. Es besteht die Möglichkeit pro 50 Hz – Periode entweder 80 oder 256 Sampling-Punkte zu nutzen. Daraus ergeben sich die Abtastfrequenzen 4 kHz und 12,8 kHz. Aufgrund der gezielten Filterung der HGÜ-Signale unmittelbar nach der Gleichrichtung ist das Frequenzspektrum auf nur wenige kHz beschränkt. Eine Abtastfrequenz von 4 kHz bietet eine ausreichend hohe Auflösung im zeitlichen Bereich für solche Signale. Messtechnisch ist die Erfassung höherer Frequenzen wenig relevant, da der Energieanteil dieser sich mit steigender Frequenz minimiert. Lediglich die Einflüsse solcher Frequenzanteile auf die Richtigkeit der Messung müssen bei analogen Systemen überprüft werden. Im Falle eines digitalen Systems haben diese Einflüsse keine Relevanz.

Da ein digitaler Zähler Messdaten mit einer zugeordneten Messzeit über das Protokoll nach IEC 61850-9-2 bekommt, muss während der Messung eine Zeitstempelung erfolgen. In einem Prüfaufbau für digitale Zähler muss deshalb ebenfalls eine Zeitstempelung vorhanden sein, um diese Funktionalität der Zähler ebenfalls prüfen zu können. Die Zeitstempelung kann über ein PPS Signal erfolgen (Pulse Per Second), simuliert werden oder über eine andere externe Synchronisationsfrequenz getätigt werden.

Der oben beschriebene Messaufbau für Gleichstromzähler mit digitalen Eingängen wurde an der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt aufgebaut und getestet. Abbildung 6.9 zeigt den fertigen Aufbau bei der Präsentation auf dem FNN-Fachkongress „Zählen-Messen-Prüfen 2013“. Als Prüfling wurde ein Prototyp eines digitalen DC-Zählers des Unternehmens *Landis+Gyr* eingesetzt (ganz rechts im Bild). Das Auslesen des Zählers konnte auf zwei unterschiedlichen Wegen erfolgen. Zum

Einen ist über das Display das Ablesen der Strom-, Spannungs-, Blindleistungs-, Wirkleistungs- und Energiewerte möglich. Zum Anderen können mittels einer optischen Schnittstelle alle diese Werte mit Hilfe der Software „MAP110“ im Computer verarbeitet werden.



Abbildung 6.9: Aufbau der Kalibrierung von Gleichstromzählern mit digitalen Eingängen

Die Versuche haben gezeigt, dass die erzeugten, digitalen Signale von dem Zähler korrekt angezeigt wurden. Die Unsicherheitsbetrachtung eines digitalen Zählers kann an dieser Stelle vernachlässigt werden, da keine Diskrepanz zwischen erzeugtem Signal und empfangenem Signal aufgetreten ist. In einem Messsystem bestehend aus Merging Unit, digitalem Zähler und Strom- und Spannungssensoren mit integriertem Digitizer sind die Abweichungen und Unsicherheiten hauptsächlich in den Sensoren zu ermitteln. Im Falle einer rein digitalen Übertragung der gesampelten Werte vom VSG zum Zähler sind lediglich die Sicherheit der Datenübertragung sowie äußere Einflüsse auf diese relevant. Solche Einflüsse können eine Messung entscheidend verfälschen und sind deshalb bei der Überprüfung des Datentransportes mittels des Übertragungsprotokolls zu kontrollieren und protokollieren.

7. Zusammenfassung und Ausblick

Gegenstand dieser Arbeit ist die Entwicklung der metrologischen Infrastruktur für die HGÜ-Energiemesstechnik an der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt. Die hiermit verbundene grundlegende Arbeit für die Errichtung der drei Hauptbestandteile

- Messeinrichtung für hohe Gleichströme,
- Messeinrichtung für hohe Gleichspannungen und
- Messeinrichtung für Gleichleistungen auf Kleinsignalebene

wurde unter Betrachtung der in der HGÜ vorliegenden Rahmenbedingungen unternommen. Die wesentlichen Problemstellungen dieser Arbeit lagen in der Berücksichtigung der Vielfalt an Strom- und Spannungssignalformen bei unterschiedlichen HGÜ-Typen. Die Nachbildung und Erfassung der aufgrund von elektronischen Schaltelementen in der AC-DC-Konvertierung hervorgerufenen Signalverzerrungen bilden den Hauptbestandteil der Untersuchungen dieser Arbeit. So wurden die genannten Messeinrichtungen um die Erzeugungs- und Messmöglichkeiten von solchen den Gleichströmen und Gleichspannungen überlagerten Wechselanteilen erweitert. Dies beinhaltet die Generierung von Wechselströmen und –spannungen im Frequenzbereich bis 20 kHz sowie die Überlagerung dieser auf die Gleichgrößen.

Nach Fertigstellung der genannten Messeinrichtungen wurden die dort integrierten Prüfmittel mittels der an der PTB vorhandenen Mess- und Kalibriereinrichtungen auf die nationalen Normale zurückgeführt und hinsichtlich ihrer Messunsicherheiten untersucht.

Die Messeinrichtung für Gleichströme wurde für Stromstärken bis 2000 A aufgebaut. Dabei wurde auf die symmetrische Auslegung des Stromkreises geachtet. Die Kalibrierung von Prüflingen kann hier als Vergleich zum Normalwandler ratiometrisch erfolgen. Als Normalwandler wurden zwei Nullfluss-Wandler mit Präzisionswiderständen und programmierbaren Messbereichen kalibriert. Die Einrichtung ermöglicht Vergleichsmessungen von Gleichstromsensoren bei maximal 30kW

Ausgangsleistung und erweiterten Messunsicherheiten ($k = 2$) von $10 \cdot 10^{-6}$ bis $65 \cdot 10^{-6}$, je nach Messbereich des Normalwandlers.

Zusätzlich wurde ein paralleler Wechselstromkreis aufgebaut, um die Stromsensoren mit einem Mischsignal aus Gleich- und Wechselstrom beaufschlagen zu können. Der Wechselstromkreis bietet mit Hilfe eines Transkonduktanzverstärkers einen maximalen Spitzenstrom von 20 A bei einem Frequenzband von 20 Hz bis 40 kHz. Hiermit wurde der Einfluss des Wechselstromes auf die Genauigkeit der Normalwandler untersucht. Mittels eines an der PTB eingesetzten ratiometrischen Messverfahrens konnte ebenfalls die Welligkeit des Mischstromes ermittelt werden. Gleichstromfähige Stromwandler können in Zukunft mittels der aufgebauten Mischstromeinrichtung kalibriert werden. Um die Genauigkeit der geringen Wechselstromanteile auf einem hohen Gleichstrom bestimmen zu können, müssen die bestehenden Nullfluss-Normalwandler der PTB durch Kalibrierung auf nationale Normale zurückgeführt werden.

Die an der PTB bestehende Messeinrichtung für hohe Gleichspannungen wurde mit einem potentialfreien Erzeugungssystem für Wechselspannungsüberlagerungen erweitert. Hiermit kann nun eine aus 4 konstanten Frequenzen bestehende Wechselspannung mit einer Spitzenspannung von insgesamt 20 V auf Hochspannungspotential erzeugt werden. Die damit überlagerte DC-Hochspannung bietet ein Mischspannungssignal, welches eine verzerrte Gleichspannung nachbildet. Ein zum DC-Präzisionsspannungsteiler parallel fungierender Ripple-Messkreis, bestehend aus einem Hochspannungskondensator und einem elektronischen Strom-Spannungs-Wandler, wurde konzipiert und aufgebaut. Dabei wurde mittels eines analogen Filters das natürliche Frequenzverhalten einer Kapazität gedämpft und auf den Sekundärkreis angepasst. Zusammen mit der für diesen Messaufbau eigens programmierten Ansteuer- und Auswertesoftware können nun auf weniger als ein Prozent genaue Messungen der geringen Wechselspannungsüberlagerungen (≤ 20 V) auf einer hohen Gleichspannung ($\leq \pm 300$ kV) durchgeführt werden. Die gesamte Messeinrichtung wurde mittels eines Präzisionskalibrators und eines Referenzmessgerätes bei Frequenzen von bis zu 100 kHz kalibriert. Mit dieser aufgebauten Messeinrichtung wurden die DC-Hochspannungsquellen des Laboratoriums für Hochspannungstechnik an der PTB auf ihre Restwelligkeit

untersucht. Als Erweiterung dieser Messeinrichtung ist bereits jetzt ein ratiometrisches Messsystem für zwei Spannungsteiler im Aufbau, um zukünftig Prüflinge mit den kalibrierten Normalen direkt vergleichen zu können.

Für die Erfassung von Gleichleistung und damit auch der DC-Energie wurden drei unterschiedliche Messeinrichtungen aufgebaut. Mittels der herkömmlichen Laboreinrichtungen konnte ein DC-Zähler-Messplatz für reine Gleichströme und Gleichspannungen geschaffen werden. Für analoge Zähler mit veränderlichen Gleichspannungen und Gleichströmen wurde eine Messeinrichtung mit softwaregesteuerter Signalerzeugung und ratiometrischer Signalerfassung geschaffen. Hierfür wurde die Steuersoftware des an der PTB entwickelten Daul-8-Kanal-Samplingsystems umgeschrieben und auf die benötigten Messanforderungen angepasst. Zusammen mit der D/A-Wandler-basierten Spannungserzeugung bis $\pm 10\text{ V}$ und einem Transkonduktanzverstärker mit Ausgangsströmen bis 1 A konnten ripple-überlagerte analoge Gleichleistungssignale erzeugt werden. Die für die Gleichleistung berechnete erweiterte Messunsicherheit ($k = 2$) auf Kleinsignalebene beträgt $244 \cdot 10^{-6}$. Mit entsprechenden Sensoren können mittels dieses Systems auch ripple-überlagerte Gleichspannungen über $\pm 10\text{ V}$ gemessen werden. Mangels eines kommerziellen DC-Energiezählers wurden Untersuchungen an einem DC-Poweranalyzer durchgeführt. Die Überprüfung der Synchronisation der Mess- und Erzeugungseinrichtung mit einem analogen Gleichstromzähler steht noch aus und wird in der nächsten Entwicklungsstufe durchgeführt.

In Kooperation mit dem Unternehmen *Schniewindt* wurde mit Hilfe des Übertragungsprotokolls nach IEC-61850-9 ein digitaler Kalibrator für digitale Energiezähler aufgebaut. Auch hier können mittels einer Programmiersoftware die Gleichspannungs- und Gleichstromsignale mit bis zu vier überlagerten Wechsignalen beaufschlagt werden. Zudem sind ebenfalls langsame, im Millisekunden-Bereich liegende Energieflussrichtungswechsel eingebaut, um den realen Betrieb einer HGÜ nachzubilden. Die Bandbreite der Ripple-Erzeugung ist durch das genormte Übertragungsprotokoll auf 4 kHz limitiert. Die Erweiterung auf höhere Frequenzen ist Bestandteil der zukünftigen Arbeiten auf diesem Gebiet. Ein Prototyp eines digitalen Gleichstromzählers für HGÜ-Anwendungen wurde vom

Unternehmen *Landis+Gyr* für Untersuchungen mit dem digitalen Kalibrator bereitgestellt. Die Übertragung und Aufzeichnung der digitalen Energiedaten unterschiedlicher Polaritäten und mit verschiedenen Wechselanteilüberlagerungen konnten fehlerfrei durchgeführt werden.

Die Grundzüge einer metrologischen Infrastruktur für die HGÜ-Metrologie an der PTB sind im Rahmen dieser Arbeit durch die aufgebauten Messeinrichtungen und getätigten Untersuchungen geschaffen worden. Es gilt nun, diese Fähigkeiten als Kalibrierungen und Prüfungen der Industrie anzubieten.

Literaturverzeichnis

Allgemeine Literatur

- [ABB13] **Raphael Görner, ABB AG, Selbstgeführte Hochspannungs-Gleichstromübertragung mit DC-Leistungsschalter, Rückgrat für die Energiewende**, Magazin 10/2013 EW Medien und Kongresse
- [AGIL12] **Agilent Technologies Inc., 3458A Multimeter User's Guide, Edition 5**, Loveland, USA 2012
- [BIMP13] **Bureau International des Poids et Mesures, BIPM Key Comparison Database**, www.bimp.org, Stand Januar 2013
- [EMRP] **The European Metrology Research Programme, Webauftritt des EMRP**, www.emrponline.eu, Stand Oktober 2013
- [EURA] **The European Association of National Metrology Institutes, Webauftritt des Euramet**, www.euramet.org, Stand Oktober 2013
- [EWEA] **The European Wind Energy Association (EWEA), Webauftritt der EWEA**, www.ewea.org, Stand Oktober 2013
- [FLUK05] **Fluke Corporation, 5700A/5720A Series II Multi-Function Calibrator Operators Manual, Edition 2**, Everett, USA 2005
- [FLUK92] **Fluke Corporation, 5790A AC Measurement Standard, Service Manual, Edition 5**, Everett, USA 2007
- [GUI94] **Guildline Instruments, Modell 9923, Range Extender, Technical Manual TM 9923**, August 1994
- [JECK04] **B. Jeckelmann, Genauigkeit von Gleichstrommessungen bis 20 kA im ppm-Bereich, Fachartikel DC-Stromkomparatoren**, metINFO, Zeitschrift für Metrologie, Vol. 11, Metas, Bern-Wabern, 2004
- [KAHM03] **M. Kahmann, P. Zayer; Handbuch Elektrizitätsmesstechnik**, VVEW Energieverlag GmbH und VDE Verlag GmbH, 2003
- [KAP02] **R.-P. Kapsch, Messabweichungen und Unsicherheitsbudget**, in Messtechnische Kontrollen von Therapieodsimetern, PTB Braunschweig 2002, ISBN 3-89701-849-7

- [KIM09] **C.-K. Kim**, *HVDC Transmission – Power Conversion Applications in Power Systems*, Singapore, John Wiley & Sons (Asia), 2009
- [KIND82] **D. Kind**, *Einführung in die Hochspannungs-Versuchstechnik für Elektrotechniker*, 3. durchgesehene Auflage, Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, Braunschweig 1982
- [KÜCH05] **A. Küchler**, *Hochspannungstechnik*, 2. vollständig bearbeitete und erweiterte Auflage, Springer Verlag, Berlin Heidelberg 2005
- [LATZ88] **H.-G. Latzel**, *Über den Einfluss von Spannung und Frequenz auf die Kapazität von Hochspannungs-Druckgaskondensatoren*, Dissertation, PTB und TU Braunschweig, Braunschweig 1988
- [MARX01] **R. Marx**, *New Concept of PTBs Standard Divider for Direct Voltages of up to 100 kV*, IEEE-TIM Vol.50-No.2, April 2001
- [MARX03] **R. Marx, Y. Li, J. Rugis**, *Comparison of two ultra-precision DC high voltage dividers developed at PTB and NML*, 3. International Symposium on High Voltage Engineering, Netherlands 2003
- [MARX90] **R. Marx, R. Zirpel**, *Präzisionsmesseinrichtung zur Messung hoher Wechsel- und Gleichspannungen*, PTB Mitteilungen 100, PTB Braunschweig und Berlin, 1990
- [MOH13] **E. Mohns**, *Kalibrierensemble für Messgeräte zur Bestimmung des Wirkungsgrades von HGÜ-Umrichtern*, Dissertation, PTB und TU Braunschweig, Braunschweig 2013
- [MÖHR12] **T. Möhring, E. Mohns, M. Schmidt, T. Funck**, *Characterization of a 2-Channel Digitizer with Differential Inputs*, PTB Braunschweig, CPEM 2012
- [NI6733] **National Instruments**, *DAQ Analog Output Series, Technical Manual for NI PXI-6733*, USA, June 2007,
- [PEIE79] **D. Peier, V. Graetsch**, *A 300 kV DC Measuring Device with High Accuracy*, 3. International Symposium on High Voltage Engineering, Italia 1979
- [PTB12] **Physikalisch-Technische Bundesanstalt**, *Webauftritt der PTB*, www.ptb.de, Stand August 2012

- [PTB13] **PTB Abteilung Elektrizität**, *Jahresbericht 2010 der Abteilung Elektrizität der PTB*, <http://www.ptb.de/de/publikationen/>, Stand Januar 2013
- [ROH12] **Rohrer GmbH**, *Handbuch für den Präzisions- Leistungsverstärker HB00-PA2021G*, Herstellerhandbuch, München 2012
- [SEIF02] **H. Seifert, H.-G. Latzel, A. Braun**, *Nichtkonventionelle Strom- und Spannungswandler*, PTB-Mitteilungen 112, PTB Braunschweig und Berlin, 2002
- [XR2206] **EXAR Corporation**, *XR-2206 Monolithic Function Generator data sheet*, Freemont, Canada 1972

Eigene Veröffentlichungen

- [MEI11] **J. Meisner, S. Svensson**, *EMRP-ENG 07, Metering for HVDC, Deliverable 5.1 – Katalogue of requirements for analog d.c. energy meter*, PTB Braunschweig und SP Borås 2011
- [MEI11_2] **J. Meisner, M. Schmidt, et al.**, *Generation and Measurement of AC Ripples at High Direct Voltage*, PTB Braunschweig, International Symposium on High Voltage Engineering, Hannover 2011
- [MEI11_3] **J. Meisner, E. Mohns**, *AC und DC Rückführung gleichstromfähiger Stromwandler*, 264. PTB-Seminar „Leistungsmesstechnik“, PTB 2011
- [MEI11_4] **V. Ermel, J. Meisner, E. Mohns, O. Binder**, *Traceable Measurement of Power Losses in HVDC Converter Valve*, International Symposium on High Voltage Engineering, Hannover 2011
- [MEI11_5] **O. Binder, J. Meisner, M. Schmidt**, *Impact of time delayed current and voltage signals on IGBT loss measurement*, Power Conversion Intelligent Motion (PCIM), Nürnberg, 2011
- [MEI11_6] **O. Binder, J. Meisner**, *Elimination of Signal Time Delays for Precise IGBT Switching Loss Measurement*, Power Conversion Intelligent Motion (PCIM), Nürnberg, 2012
- [MEI11_7] **M. Schmidt, J. Meisner**, *Improvement and upgrading of the PTB standard measurement system for high alternating voltages*, PTB Braunschweig, International Symposium on High Voltage Engineering, Hannover 2011
- [MEI12] **J. Meisner, S. Svensson**, *EMRP-ENG 07, Metering for HVDC, Deliverable 5.2 – Katalogue of requirements for digital d.c. energy meter*, PTB Braunschweig und SP Borås 2012
- [MEI12_1] **J. Hällström, A. Bergmann, A. Elg, J. Meisner, et al.**, *Design of a wideband HVDC reference divider*, Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), Washington DC, 2012
- [MEI12_2] **V. Ermel, J. Meisner, M. Kurrat, M. Kahmann**, *Discriminative Acquisition of Power IGBT Low Rate Transients*, IEEE Applied

Measurement for Power Systems, Aachen 2012

- [MEI13] **V. Ermel, J. Meisner, M. Kurrat, M. Kahmann**, *Adaptive Acquisition of Power IGBT Transients with Discrimination Circuit*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Volume 62, Issue 9, 2013
- [MEI13_2] **A. Bergman, J. Meisner, S. Svensson**, *Enable d.c.-side metering in HVDC stations*, IEEE Transaction on Power Delivery, Issue 99
- [MEI13_3] **J. Hällström, A. Bergman, A. Elg, J. Meisner, et al.**, *Design and Performance of a Wideband 1000 kV HVDC Modular Reference Divider*, International Symposium on High Voltage Engineering, Seoul 2013
- [MEI13_4] **J. Hällström, A. Bergman, A. Elg, J. Meisner, et al.**, *Performance of a wideband 200 kV HVDC reference divider module*, IEEE Transmission and Measurements, In review
- [MEI13_5] **E. Mohns, J. Meisner, G. Roeissle, et al.**, *A Wideband Current Transformer Bridge*, IEEE International Workshop on Applied Measurement for Power Systems (AMPS), Aachen, 2013

Gesetze, Normen, Richtlinien und interne PTB Dokumentationen

- [BBPIG] **Bundesgesetzblatt Jahrgang 2013 Teil I Nr. 41**, Gesetz über den Bundesbedarfsplan (*Bundesbedarfsplangesetz – BBPIG*), Ausfertigungsdatum 23.07.2013, Bonn am 26. Juli 2013
- [DENA12] **Deutsche Energie-Agentur GmbH (dena)**, *Ausbau- und Innovationsbedarf der Stromverteilnetze in Deutschland bis 2030 (kurz: dena-Verteilnetzstudie)*, Endbericht, Berlin, Dezember 2012
- [DKD3] **Deutsche Akkreditierungsstelle**, *Angabe der Messunsicherheit bei Kalibrierungen – DakkS-DKD-3, erste Neuauflage*, Deutsche Akkreditierungsstelle GmbH (DAkkS) 2010
- [GUM93] **Deutsches Institute für Normung**, *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, 1st Edition*, Beuth Verlag
- [IEC61850-9-2] **IEC 61850-9-2**, *Specific communication service mapping, Part 2: Sampled values over ISO/IEC 8802-3*
- [PTB09] **Physikalisch-Technische Bundesanstalt**, *PTB-Anforderungen, Messgeräte für Elektrizität, Messwandler für Elektrizitätszähler, PTB-A 20.2*, PTB, Dezember 2009
- [PTB50-7] **Physikalisch-Technische Bundesanstalt**, *PTB-Anforderungen, Anforderungen an elektronische und softwaregesteuerte Messgeräte und Zusatzeinrichtungen für Elektrizität, Gas, Wasser und Wärme, PTB-A 50.7*, PTB 2002
- [PTB77] **Physikalisch-Technische Bundesanstalt**, *PTB-Prüfregeln, Band 12, Messwandler*, PTB, 1977
- [PTB-QM100] **Physikalisch-Technische Bundesanstalt (R. Marx)**, *Erzeuger, Messeinrichtung und Spannungsteiler für hohe Gleichspannungen*, PTB-Arbeitsanweisung A2-AA-8.1-3201, PTB 2001
- [PTB-S] **Bundesministerium für Wirtschaft**, *Satzung der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt*, Bundesanzeiger Nr.64, Bonn, März 1996
- [UCA04] **UCA International Users Group**, *Implementation Guideline for Digital Interface to Instrument Transformers Using IEC 61850-9-2*, Relaiigh, North Carolina, USA, 2004

Anhang

A1. Spezifikationen von Quellen und Messgeräten

a. Kalibrator Fluke 5700A/5720A im Modus „DC Voltage“ [FLUK92]

5700A Series II DC Voltage Specifications

Range	Resolution	Absolute Uncertainty ± 5 °C from calibration temperature ^[1]				Relative Uncertainty ± 1 °C	
		24 Hours	90 Days	180 Days	1 Year	24 Hours	90 Days
		± (ppm output + µV)					
99 % Confidence Level							
220 mV	10 nV	6.5 + .75	7 + .75	8 + .75	9 + .8	2.5 + .5	4 + .5
2.2 V	100 nV	3.5 + 1.2	6 + 1.2	7 + 1.2	8 + 1.2	2.5 + 1.2	4 + 1.2
11 V	1 µV	3.5 + 3	5 + 4	7 + 4	8 + 4	1.5 + 3	3.5 + 4
22 V	1 µV	3.5 + 6	5 + 8	7 + 8	8 + 8	1.5 + 6	3.5 + 8
220 V	10 µV	5 + 100	6 + 100	8 + 100	9 + 100	2.5 + 100	4 + 100
1100 V	100 µV	7 + 600	8 + 600	10 + 600	11 + 600	3 + 600	4.5 + 600
95 % Confidence Level							
220 mV	10 nV	5.5 + 0.6	6 + 0.6	7 + 0.6	8 + 0.6	2 + 0.4	3.5 + 0.4
2.2 V	100 nV	3.5 + 1	5 + 1	6 + 1	7 + 1	2 + 1	3.5 + 1
11 V	1 mV	3 + 3.5	4 + 3.5	6 + 3.5	7 + 3.5	1.2 + 3	3 + 3.5
22 V	1 mV	3 + 6.5	4 + 6.5	6 + 6.5	7 + 6.5	1.2 + 6	3 + 7
220 V	10 mV	4 + 80	5 + 80	7 + 80	8 + 80	2 + 80	3.5 + 80
1100 V	100 mV	6 + 500	7 + 500	8 + 500	9 + 500	2.4 + 500	4 + 500
Notes:							
DC Zeros calibration required every 30 days.							
1. For fields strengths >1 V/m but ≤ 3 V/m, add 0.01 % of range.							

5720A Series II DC Voltage Specifications

Range	Resolution	Absolute Uncertainty ± 5 °C from calibration temperature ^[1]				Relative Uncertainty ± 1 °C	
		24 Hours	90 Days	180 Days	1 Year	24 Hours	90 Days
		± (ppm output + µV)					
99 % Confidence Level							
220 mV	10 nV	5 + 0.5	7 + 0.5	8 + 0.5	9 + 0.5	2 + 0.4	2.5 + 0.4
2.2 V	100 nV	3.5 + 0.8	4 + 0.8	4.5 + 0.8	6 + 0.8	2 + 0.8	2.5 + 0.8
11 V	1 µV	2.5 + 3	3 + 3	3.5 + 3	4 + 3	1 + 3	1.5 + 3
22 V	1 µV	2.5 + 5	3 + 5	3.5 + 5	4 + 5	1 + 5	1.5 + 5
220 V	10 µV	3.5 + 50	4 + 50	5 + 50	6 + 50	2 + 50	2.5 + 50
1100 V	100 µV	5 + 500	6 + 500	7 + 500	8 + 500	2.5 + 400	3 + 400
95 % Confidence Level							
220 mV	10 nV	4 + 0.4	6 + 0.4	6.5 + 0.4	7.5 + 0.4	1.6 + 0.4	2 + 0.4
2.2 V	100 nV	3 + 0.7	3.5 + 0.7	4 + 0.7	5 + 0.7	1.6 + 0.7	2 + 0.7
11 V	1 µV	2 + 2.5	2.5 + 2.5	3 + 2.5	3.5 + 2.5	0.8 + 2.5	1.2 + 2.5
22 V	1 µV	2 + 4	2.5 + 4	3 + 4	3.5 + 4	0.8 + 4	1.2 + 4
220 V	10 µV	3 + 40	3.5 + 40	4 + 40	5 + 40	1.6 + 40	2 + 40
1100 V	100 µV	4 + 400	4.5 + 400	6 + 400	6.5 + 400	2 + 400	2.4 + 400
Notes:							
DC Zeros calibration required every 30 days.							
1. For fields strengths >1 V/m but ≤3 V/m, add 0.01 % of range.							

b. Kalibrator Fluke 5700A/5720A im Modus „DC Current“ [FLUK92]

5720A Series II DC Current Specifications

Range	Resolution	Absolute Uncertainty ±5 °C from calibration temperature ^[2]				Relative Uncertainty ±1 °C	
		24 Hours	90 Days	180 Days	1 Year	24 Hours	90 Days
	nA	± (ppm output + nA)					
99 % Confidence Level							
220 µA	0	40 + 7	42 + 7	45 + 7	50 + 7	24 + 2	26 + 2
2.2 mA	1	30 + 8	35 + 8	37 + 8	40 + 8	24 + 5	26 + 5
22 mA	10	30 + 50	35 + 50	37 + 50	40 + 50	24 + 50	26 + 50
	µA	± (ppm output + µA)					
220 mA ^[1]	0.1	40 + 0.8	45 + 0.8	47 + 0.8	50 + 0.8	26 + 0.3	30 + 0.3
2.2 A ^[1]	1	60 + 15	70 + 15	80 + 15	90 + 15	40 + 7	45 + 7
5725A Amplifier:							
11 A	10	330 + 470	340 + 480	350 + 480	360 + 480	100 + 130	110 + 130
95 % Confidence Level							
	nA	± (ppm output + nA)					
220 µA	0.1	32 + 6	35 + 6	37 + 6	40 + 6	20 + 1.6	22 + 1.6
2.2 mA	1	25 + 7	30 + 7	33 + 7	35 + 7	20 + 4	22 + 4
22 mA	10	25 + 40	30 + 40	33 + 40	35 + 40	20 + 40	22 + 40
	µA	± (ppm output + µA)					
220 mA ^[1]	0.1	35 + 0.7	40 + 0.7	42 + 0.7	45 + 0.7	22 + 0.25	25 + 0.25
2.2 A ^[1]	1	50 + 12	60 + 12	70 + 12	80 + 12	32 + 6	40 + 6
5725A Amplifier:							
11 A	10	330 + 470	340 + 480	350 + 480	360 + 480	100 + 130	110 + 130
Note:							
Maximum output from the calibrator's terminals is 2.2 A. Uncertainty specifications for 220 mA and 2.2 mA ranges are increased by a factor of 1.3 when supplied through 5725A terminals.							
Specifications are otherwise identical for all output locations.							
1. Add to uncertainty specifications:							
±200 x I ² ppm for >100 mA on 220 mA range							
±10 x I ² ppm for >1 A on 2.2 A range							
2. For fields strengths >0.4 V/m but ≤3 V/m, add 1 % of range.							

5700A Series II DC Current Specifications

Range	Resolution	Absolute Uncertainty ±5 °C from calibration temperature [2]				Relative Uncertainty ±1 °C	
		24 Hours	90 Days	180 Days	1 Year	24 Hours	90 Days
	nA	± (ppm output + nA)					
99 % Confidence Level							
220 µA	0.1	45 + 10	50 + 10	55 + 10	60 + 10	24 + 2	26 + 2
2.2 mA	1	45 + 10	50 + 10	55 + 10	60 + 10	24 + 5	26 + 5
22 mA	10	45 + 100	50 + 100	55 + 100	60 + 100	24 + 50	26 + 50
	µA	± (ppm output + µA)					
220 mA [1]	0.1	55 + 1	60 +	65 + 1	70 + 1	26 + 0.3	30 + 0.3
2.2 A [1]	1	75 + 30	80 + 30	90 + 30	95 + 30	40 + 7	45 + 7
5725A Amplifier:							
11 A	10	330 + 470	340 + 480	350 + 480	360 + 480	100 + 130	110 + 130
95 % Confidence Level							
	nA	± (ppm output + nA)					
220 µA	0.1	35 + 8	40 + 8	45 + 8	50 + 8	20 + 1.6	22 + 1.6
2.2 mA	1	35 + 8	40 + 8	45 + 8	50 + 8	20 + 4	22 + 4
22 mA	10	35 + 80	40 + 80	45 + 80	50 + 80	20 + 40	22 + 40
	µA	± (ppm output + µA)					
220 mA [1]	0.1	45 + 0.8	50 + 0.8	55 + 0.8	60 + 0.8	22 + 0.25	25 + 0.25
2.2 A [1]	1	60 + 25	65 + 25	75 + 25	80 + 25	35 + 6	40 + 6
5725A Amplifier:							
11 A	10	330 + 470	340 + 480	350 + 480	360 + 480	100 + 130	110 + 130
Note:							
Maximum output from the calibrator's terminals is 2.2 A. Uncertainty specifications for 220 mA and 2.2 mA ranges are increased by a factor of 1.3 when supplied through 5725A terminals.							
Specifications are otherwise identical for all output locations.							
1. Add to uncertainty specifications:							
±200 x I ² ppm for >100 mA on 220 mA range							
±10 x I ² ppm for >1 A on 2.2 A range							
2. For fields strengths >0.4 V/m but ≤3 V/m, add 1 % of range.							

c. Agilent (HP) 3458A im Modus „DC Voltage“ [AGIL12]

1 / DC Voltage					
DC Voltage					
Range	Full Scale	Maximum Resolution	Input Impedance	Temperature Coefficient (ppm of Reading + ppm of Range) /° C	
				Without ACAL ¹	With ACAL ²
100 mV	120.00000	10 nV	>10 GΩ	1.2 + 1	0.15 + 1
1 V	1.2000000	10 nV	>10 GΩ	1.2 + 0.1	0.15 + 0.1
10 V	12.0000000	100 nV	>10 GΩ	0.5 + 0.01	0.15 + 0.01
100 V	120.000000	1 μV	10 MΩ ± 1%	2 + 0.4	0.15 + 0.1
1000 V	1050.00000	10 μV	10 MΩ ± 1%	2 + 0.04	0.15 + 0.01

Accuracy ³ (ppm of Reading (ppm of Reading for Option 002) + ppm of Range)				
Range	24 Hour ⁴	90 Day ⁵	1 Year ⁵	2 Year ⁵
100 mV	2.5 + 3	5.0 (3.5)+3	9 (5)+3	14 (10)+3
1 V	1.5 + 0.3	4.6 (3.1)+0.3	8 (4)+0.3	14 (10)+0.3
10 V	0.5 + 0.05	4.1 (2.6) + 0.05	8 (4) + 0.05	14 (10)+0.05
100 V	2.5 + 0.3	6.0 (4.5) + 0.3	10 (6)+0.3	14 (10)+0.3
1000 V ⁶	2.5 + 0.1	6.0 (4.5)+0.1	10 (6)+0.1	14 (10)+0.1

Transfer Accuracy/Linearity		
Range	10 Min, Tref ± 0.5°C (ppm of Reading + ppm of Range)	Conditions
100 mV	0.5 + 0.5	<ul style="list-style-type: none"> Following 4 hour warm-up. Full scale to 10% of full scale Measurements on the 1000 V range are within 5% of the initial measurement value and following measurement setting. Tref is the starting ambient temperature. Measurements are made on a fixed range (>4 min.) using accepted metrology practices
1 V	0.3 + 0.1	
10 V	0.05 + 0.05	
100 V	0.5 + 0.1	
1000 V	1.5+0.05	

Settling Characteristics

For first reading or range change error, add 0.0001% of input voltage step additional error.
Reading settling times are affected by source impedance and cable dielectric absorption characteristics.

1. Additional error from Tcal or last ACAL ± 1 °C.
2. Additional error from Tcal ±5° C
3. Specifications are for PRESET, NPLC 100.
4. For fixed range (> 4 min.), MATH NULL and Tcal ±1°C.
5. Specifications for 90 day, 1 year and 2 year are within 24 hours and ±1° C of last ACAL; Tcal ±5°C, MATH NULL and fixed range.
ppm of Reading specifications for High Stability (Option 002) are in parentheses.
Without MATH NULL, add 0.15 ppm of Range to 10 V, 0.7 ppm of Range to 1 V, and 7 ppm of Range to 0.1 V. Without math null and for fixed range less than 4 minutes, add 0.25 ppm of Range to 10 V, 1.7 ppm of Range to 1 V and 17 ppm of Range to 0.1 V.
Add 2 ppm of reading additional error for Agilent factory traceability to US NIST. Traceability error is the absolute error relative to National Standards associated with the source of last external calibration.
6. Add 12 ppm X (Vin/1000)² additional error for inputs > 100 V.

a. Agilent (HP) 3458A im Modus „DC Voltage“ [AGIL12]

2 Accuracy ¹ (ppm of Reading + ppm of Range)				
Range	24 Hour ²	90 Day ³	1 Year ³	2 Year ³
10 Ω	5+3	15+5	15+5	20+10
100 Ω	3+3	10+5	12+5	20+10
1 kΩ	2+0.2	8+0.5	10+0.5	15+1
10 kΩ	2+0.2	8+0.5	10+0.5	15+1
100 kΩ	2+0.2	8+0.5	10+0.5	15+1
1 MΩ	10+1	12+2	15+2	20+4
10 MΩ	50+5	50+10	50+10	75+10
100 MΩ	500+10	500+10	500+10	0.1%+10
1 GΩ	0.5%+10	0.5%+10	0.5%+10	1%+10

Two-Wire Ohms Accuracy

For Two-Wire Ohms (OHM) accuracy, add the following offset errors to the Four-Wire Ohms (OHMF) accuracy. 24 Hour: 50 mΩ. 90 Day: 150 mΩ. 1 Year: 250 mΩ. 2 Year: 500 mΩ

1. Specifications are for PRESET; NPLC 100; OCOMP ON; OHMF.
2. Tcal ± 1°C.
3. Specifications for 90 day, 1 year, and 2 year are within 24 hours and ± 1°C of last ACAL; Tcal ±5°C.
Add 3 ppm of reading additional error for Agilent factory traceability of 10 KΩ to US NIST. Traceability is the absolute error relative to National Standards associated with the source of last external calibration.

A2. Untersuchungen an den Präzisionswiderständen

a. Widerstandswertbestimmung

Die Widerstandswerte wurden mittels eines Kalibrators Fluke 5720A, einer Referenzspannungsquelle Fluke 732B und eines Präzisions-Digital-Voltmeters Fluke 8508A bestimmt. Dabei wurde der Widerstand mittels des Kalibrators mit einem konstanten Strom beaufschlagt. Die abfallende Spannung wurde mit dem DVM, welches vor der Messung am Spannungsnormal kalibriert wurde, gemessen. Danach erfolgte ein Polaritätswechsel. Die Ergebnisse wurden anschließend gemittelt.

LEM IT DC+	LEM IT DC-	SMD 1R25	DCI 0R5	DCI 2R	DCI 1R
4,999935 Ω	5,000082 Ω	1,256699 Ω	0,500038 Ω	1,999825 Ω	1,000268 Ω

Abbildung A 2-1: Kalibrierte Werte der in dieser Arbeit eingesetzten Messwiderstände

b. Bestimmung der Temperaturabhängigkeit

Für diesen Test wurden die Widerstände mit 100% ihrer maximalen Leistung für eine Stunde beaufschlagt. Danach wurde der Strom so herab gesetzt, dass die abfallende Leistung 10 mW betrug. Dabei kann man den Einfluss der Erwärmung der Widerstände aus dem Abkühlvorgang beobachten. Die Messwiderstände sind jedoch immer so ausgelegt, dass während einer Messung maximal ein Zehntel der maximalen Leistung umgesetzt wird. Das garantiert schwankungsfreie Werte der Messwiderstände. Als Beispiel sei hier der Abkühlvorgang eines der zwei LEM-IT Messwiderstände angegeben. Es ist zu sehen, dass der Nominalwert sich bei der Maximalleistung um nicht mehr als 25 ppm verändert.

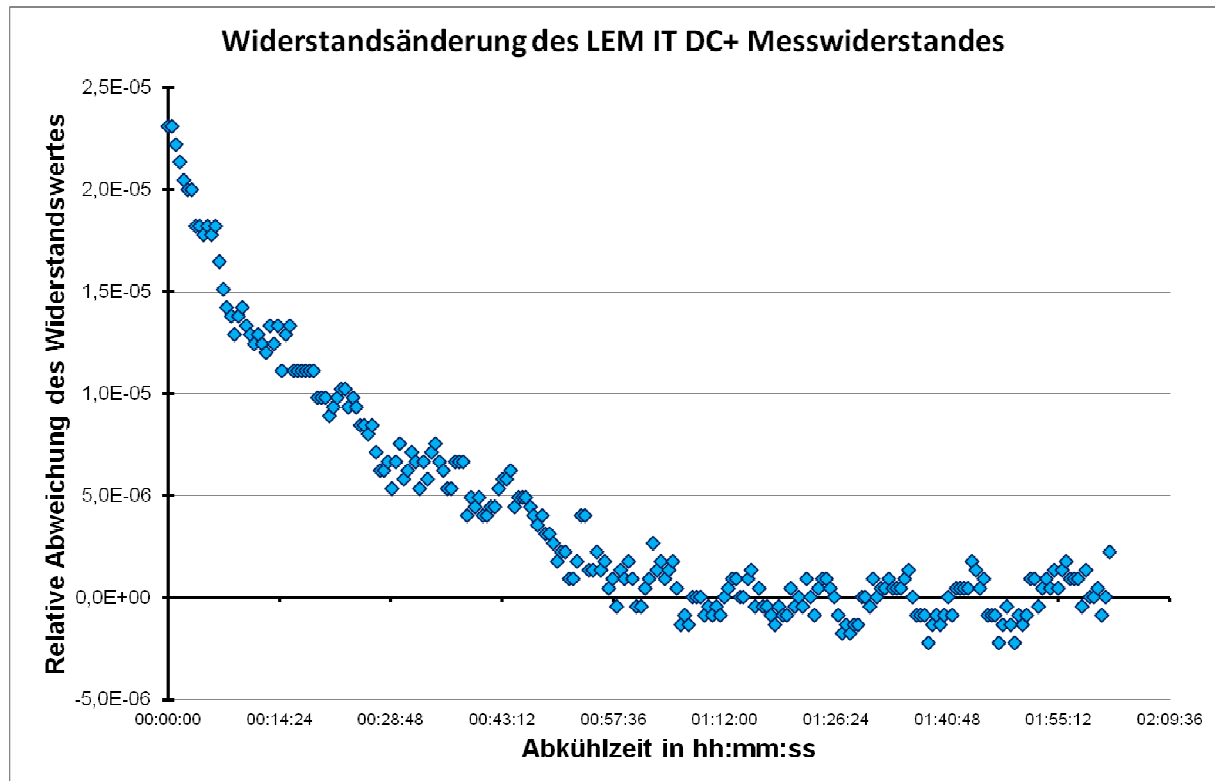


Abbildung A 2-2: Widerstandsänderung des LEM-IT-DC+ Widerstandes nach Maximalleistung

A3. Berechnung der Messunsicherheit der Erzeugung, Messeinrichtung und Spannungsteiler für hohe Gleichspannungen.

[PTB-QM100]

Klassifizierung

8 Hochspannung und Messwandler; 8.1 Gleichspannung

Messmöglichkeiten

Messbedingungen		erweiterte Messunsicherheit
Größe	Grenzwert	$k = 2$ ($p = 95\%$)
Spannung (Erzeuger)	(-400 bis 400) kV	$2 \cdot 10^{-6}$ bis $1 \cdot 10^{-4}$
Spannung (Messeinrichtung)	(-100 bis 300) kV	$2 \cdot 10^{-6}$ bis $1 \cdot 10^{-5}$
Maßstabsfaktor (Teiler)	(1 bis $3 \cdot 10^5$)	$2 \cdot 10^{-6}$ bis $1 \cdot 10^{-5}$

Messprinzip

Die Kalibrierung von Erzeugern, Gleichspannungs-Messeinrichtungen und Spannungsteilern wird in der PTB durch Vergleich mit einer Normalmesseinrichtung durchgeführt. Je nach der geforderten maximalen Spannungshöhe kommen verschiedene Normalspannungsteiler und Spannungsquellen bis 300 kV zum Einsatz. Der Oberschwingungsgehalt und die Kurzzeitschwankungen der Spannungsquellen betragen weniger als $1 \cdot 10^{-5}$. Die auf der Niederspannungsseite eingesetzten kommerziellen Messgeräte werden mit einem DC-Spannungsnorm

kalibriert, das an das im PTB-Fachlabor "Spannungseinheit" bewahrte PTB-Normal angeschlossen ist.

Messaufbau

Die Messschaltung zur Kalibrierung von Erzeugern, Gleichspannungsmesseinrichtungen und Spannungsteilern ist in Abbildung A 3-1 dargestellt. Der Kalibriergegenstand besteht im Allgemeinen aus einem Hochspannungsteiler und einem Messgerät, das über ein Koaxialkabel mit dem Teiler Ausgang auf der Niederspannungsseite verbunden ist. Wird nur der Hochspannungsteiler zur Kalibrierung eingeschickt, so wird er durch ein PTB - eigenes Digitalvoltmeter zu einem vollständigen Messsystem ergänzt. Bei Spannungsquellen wird die Ausgangsspannung mit einer Normalmesseinrichtung bestimmt.

Neben zwei mit SF₆ isolierten 100-kV- und 300-kV-Normalteilern in Kesselbauweise stehen zwei ungeschirmte Teiler mit Nennspannungen von 200 kV, und 400 kV zur Verfügung. Als Spannungserzeuger werden neben einer +300-kV-Quelle in Kesselbauweise auch Kompaktgeräte für Spannungen bis ± 20 kV und -100 kV mit integriertem Steuerteil eingesetzt, die neben den Messgeräten, also außerhalb des gesicherten Hochspannungsbereichs, aufgestellt sind. Werden relative Messunsicherheiten von weniger als $5 \cdot 10^{-6}$ gefordert, wird an Stelle des Digitalvoltmeters ein Nullvoltmeter mit einer kalibrierten Referenzspannungsquelle eingesetzt. Je nach Anforderung an die maximale Betriebsspannung und Messunsicherheit werden die PTB-Normalmesseinrichtung und die Spannungsversorgung zusammengestellt.

Messschaltung

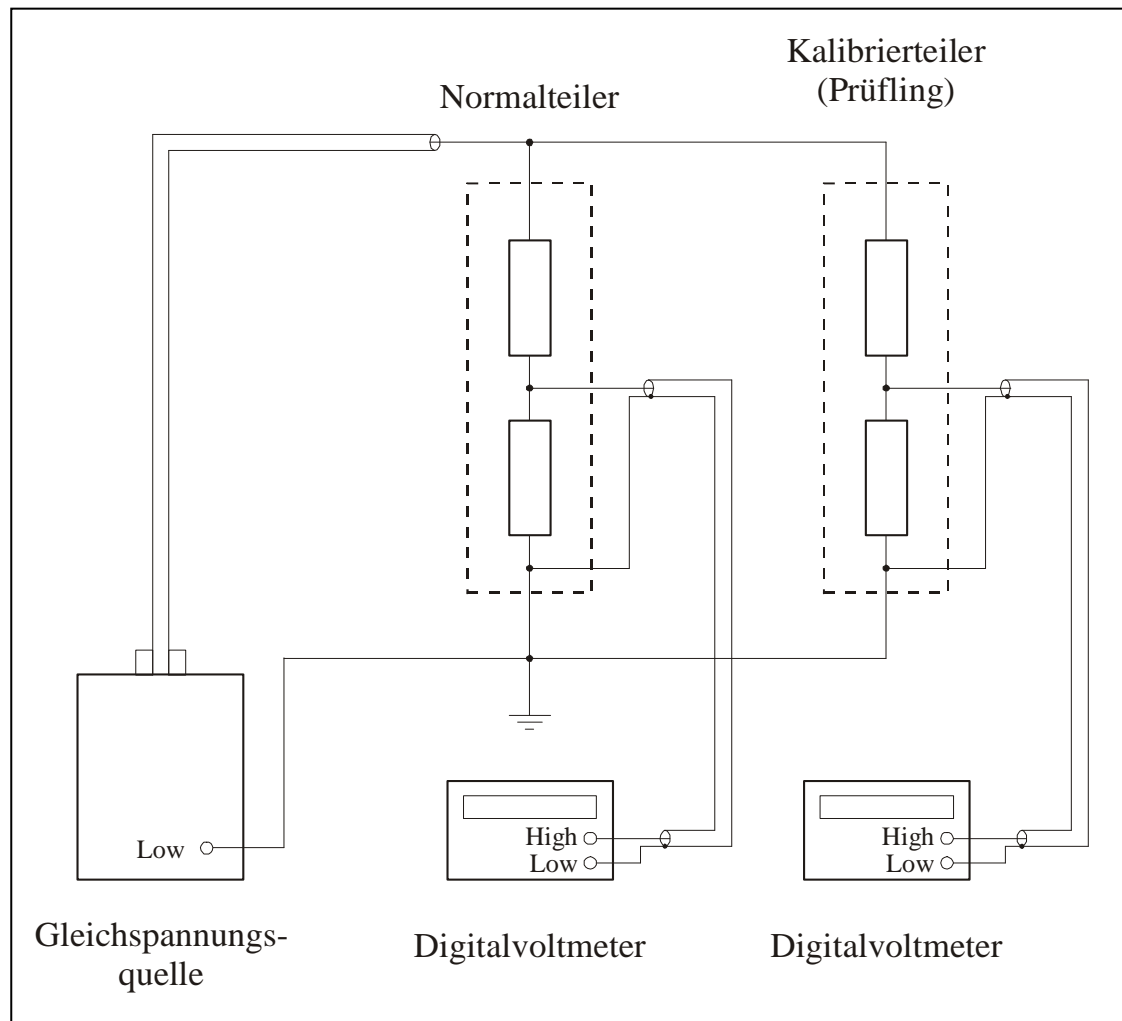


Abbildung A 3-1: Messschaltung zur Kalibrierung mit hohen Gleichspannungen

Der zu kalibrierende Teiler ist im Allgemeinen ungeschirmt und daher fremdfeldabhängig. Er muss in dem durch Metallgitter gesicherten Bereich des Messraumes mit ausreichendem Abstand zu der Normalmesseinrichtung und den Wänden bzw. Metallgittern angeordnet werden. Der Prüfling wird parallel zum PTB-Teiler an die Spannungsversorgung angeschlossen. Für den teilentladungsfreien Anschluss stehen flexible Hochspannungszuleitungen mit ausreichend großem Durchmesser bzw. geschirmte Kabel, deren Kabelmantel am teilerseitigen Ende in ausreichender Länge abisoliert ist, zur Verfügung. Die Erdung aller Geräte erfolgt sternpunktartig an einer Stelle.

Berechnung des Messergebnisses

Die jeweils angelegte Hochspannung ergibt sich aus dem Produkt der Anzeige V_A und dem Maßstabsfaktor M_A der PTB-Normalmesseinrichtung. Im Vergleich hierzu wird der Maßstabsfaktor M_B der zu kalibrierenden Messeinrichtung, multipliziert mit der Anzeige V_B , ermittelt:

$$M_B = M_A \cdot \frac{V_A}{V_B}$$

$$M_{AB} = \frac{V_A}{V_B}$$

$$M_B = M_A \cdot M_{AB}$$

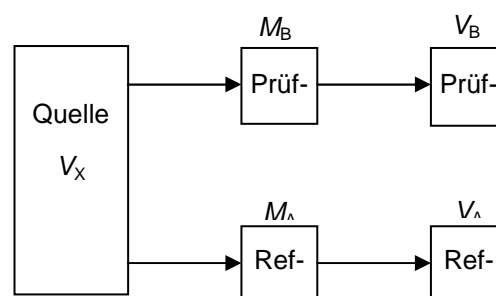
mit

M_B = Maßstabsfaktor MT100 (Prüfling),

M_A = Maßstabsfaktor MT300 (Normalteiler),

M_{AB} = Verhältnis der Teiler Ausgangsspannung (Normalteiler/Prüfling).

Modell der Auswertung



Quelle: *HNC 300*

Prüf- Teiler: *MT 100 (M=10000)*

Ref.- Teiler: *MT 300 (M=30000)*

Prüf- DVM: *HP 3458A*

Ref.- DVM: *HP 3458A*

Unsicherheitsanalyse

Modell Gleichung (Beispielberechnung mit MT100 bei 50 kV):

$$M_B - \delta M_B = M_A \cdot \frac{V_A - \delta V_A}{V_B - \delta V_B}$$

$$\delta A = \frac{\delta V_A}{V_A}$$

$$\delta B = \frac{\delta V_B}{V_B}$$

$$M_B = M_A \cdot M_{AB} \cdot \frac{1 - \delta A}{1 - \delta B} + \delta M_B$$

Liste der Größen:

Größe	Definition
M_B	Maßstabsfaktor MT100 (Prüfling)
M_A	Maßstabsfaktor MT300 (Normalteiler)
M_{AB}	Verhältnis der Teilerausgangsspannung (Normalteiler/Prüfling)
δA	rel. Unsicherheit Messgerät Normalteiler
δB	rel. Unsicherheit Messgerät Prüfling
δM_B	rel. Änderung des Maßstabsfaktors durch zeitliche Drift zwischen den Messungen

M_B :

Ergebnis

M_A :

Typ B Normalverteilung

Wert: 30004,268

erweiterte Messunsicherheit: 0,055

Erweiterungsfaktor: 2

Maßstabsfaktor wird vor der Messung des Prüflings (MT100) bei einer Spannung von 50 kV bestimmt. Die Hochspannungsquelle bleibt während der Messungen bei dieser Spannung eingeschaltet.

M_{AB} :

Typ A zusammengefasst

Wert: 0,333347211

Standardmessunsicherheit: $5 \cdot 10^{-7}$

Freiheitsgrad: 5

Das Verhältnis der Teiler Ausgangsspannungen wird mit dem Messprogramm DCCal ermittelt.

δA :

Typ B Rechteckverteilung

Wert: 0

Halbbreite der Grenzen: $0,6 \cdot 10^{-6}$

Unsicherheit wird aus dem Datenblatt der DVM ermittelt. Das Digitalvoltmeter wird vor der Messung mit der Referenzspannungsquelle Fluke 732A kalibriert.

δB :

Typ B Rechteckverteilung

Wert: 0

Halbbreite der Grenzen: $2 \cdot 10^{-7}$

Unsicherheit wird aus dem Datenblatt der DVM ermittelt. Das Digitalvoltmeter wird vor der Messung mit der Referenzspannungsquelle Fluke 732A kalibriert.

δM_B :

Typ B Rechteckverteilung

Wert: 0

Halbbreite der Grenzen: $2 \cdot 10^{-3}$

Drift der Spannungsquelle und des Teilers während der Messung.

Messunsicherheitsbudget

Tabelle der Einflussgrößen

Größe	Wert	Standard-messunsicherheit	Freiheitsgrad	Sensitivitäts-koeffizient	Unsicherheitsbeitrag	Index
M_A	30004,2680	0,0275	50	0,33	$9,2 \cdot 10^{-3}$	83,2 %
M_{AB}	0,3333472110	$50,0 \cdot 10^{-9}$	5	30000	$1,5 \cdot 10^{-3}$	2,2 %
δA	0,0	$346 \cdot 10^{-9}$	∞	-10000	$-3,5 \cdot 10^{-3}$	11,9 %
δB	0,0	$115 \cdot 10^{-9}$	∞	10000	$1,2 \cdot 10^{-3}$	1,3 %
δM_B	0,0	$1,15 \cdot 10^{-3}$	∞	1,0	$1,2 \cdot 10^{-3}$	1,3 %
M_B	10001,839	0,0100	71			

Ergebnis:

Größe: M_B

Wert: 10001,839

Relative erweiterte Messunsicherheit: $\pm 2,0 \cdot 10^{-6}$

Erweiterungsfaktor: 2,0

Überdeckung: t-Tabelle 95%

Die detaillierten Angaben und Unsicherheitsbetrachtungen zu den Einzelkomponenten des hier beschriebenen Messsystems sind in den PTB-internen Qualitätsmanagement-Unterlagen einzusehen. Hierzu gehören folgende Dokumente.

- Typischer Hochspannungsaufbau mit Geräten
- Kalibrierung von Prüflingen mit Nullvoltmeter und Referenzquelle
- Kalibrierung von Prüflingen mit Digitalmultimetern
- Charakteristische Daten des Hochspannungsteilers MT100
- Charakteristische Daten des Hochspannungsteilers MT300
- Charakteristische Daten der Hochspannungsteiler MT200 / MT400
- Kalibrierung des Teilers MT100 bei Niederspannung
- Messunsicherheitsbudget für den MT100 bei 1 kV (Vergleichsmessung M=100:1)
- Messunsicherheitsbudget für den MT300 bei 50 kV (Vergleichsmessung M=30000:1)
- Messunsicherheitsbudget für den MT100 bei 50 kV (Vergleichsmessung M=10000:1)
- Musterprotokoll
- Liste der Rekalibrierungen
- Musterkalibrierschein

A4. Position des Ripplegenerators

Zur Untersuchung des Einflusses von hoher Gleichspannung auf das gesamte Ripple-Messsystem sowie auf den Ripplegenerator wurde die folgende Messung durchgeführt. Es wurden beim Generator vier verschiedene Frequenzen so eingestellt, dass das gewünschte Frequenzband gut aufgeteilt ist. Dabei lagen zwei Frequenzen unter und zwei über 1 kHz. Mit dieser Einstellung wurde der Aufbau im linken Teil der Abbildung 4.1 realisiert und zuerst ohne hohe Gleichspannung betrieben.

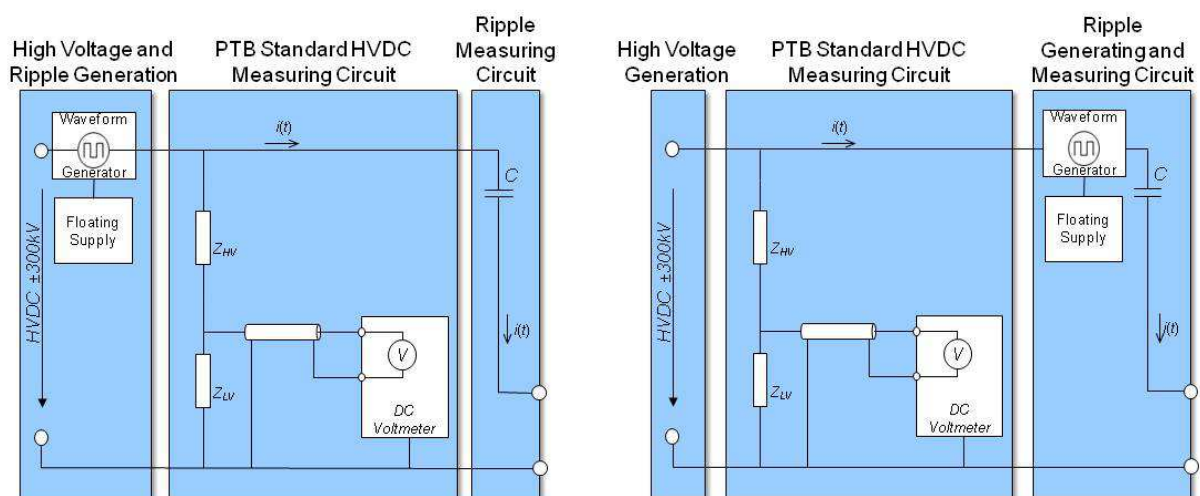


Abbildung 4.1: Untersuchung des Systems auf Hochspannungsabhängigkeit

Linkes Bild: Messaufbau mit Regelungseinfluss der Hochspannungsquelle

Rechtes Bild: Messaufbau ohne Regelungseinfluss der Hochspannungsquelle

Das Ergebnis wurde gespeichert, um es mit dem Ergebnis mit hoher Gleichspannung zu vergleichen. Als nächstes wurde dieselbe Messung mit Erhöhung der Gleichspannung in 10 kV Stufen durchgeführt. Während dieser Messung sollte es keine Gleichspannungsabhängigen Veränderungen der eingestellten Ripplefrequenzen geben. Abbildung 4.2 zeigt die Ergebnisse dieser Messung.

Es ist zu erkennen, dass lediglich die niedrigeren Frequenzen (< 1 kHz) sich proportional zur hohen Gleichspannung ändern. Diese Einflüsse wurden von der Hoch-Gleichspannungsquelle, welche eine aktive Spannungsregelung bis 1 kHz aufweist, bewirkt. Um diesen Effekt zu umgehen wurde die Erzeugung der überlagerten Wechselspannungen im Versuchsaufbau erst hinter dem hohen

Gleichspannungswiderstand aufgestellt (Abbildung 4.1 rechts). Eine wiederholte Messung mit diesem veränderten Aufbau wurde durchgeführt. Dabei konnten die Einflüsse der Regelung der Gleichspannungsquelle beseitigt werden. Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abbildung 4.3 zu sehen.

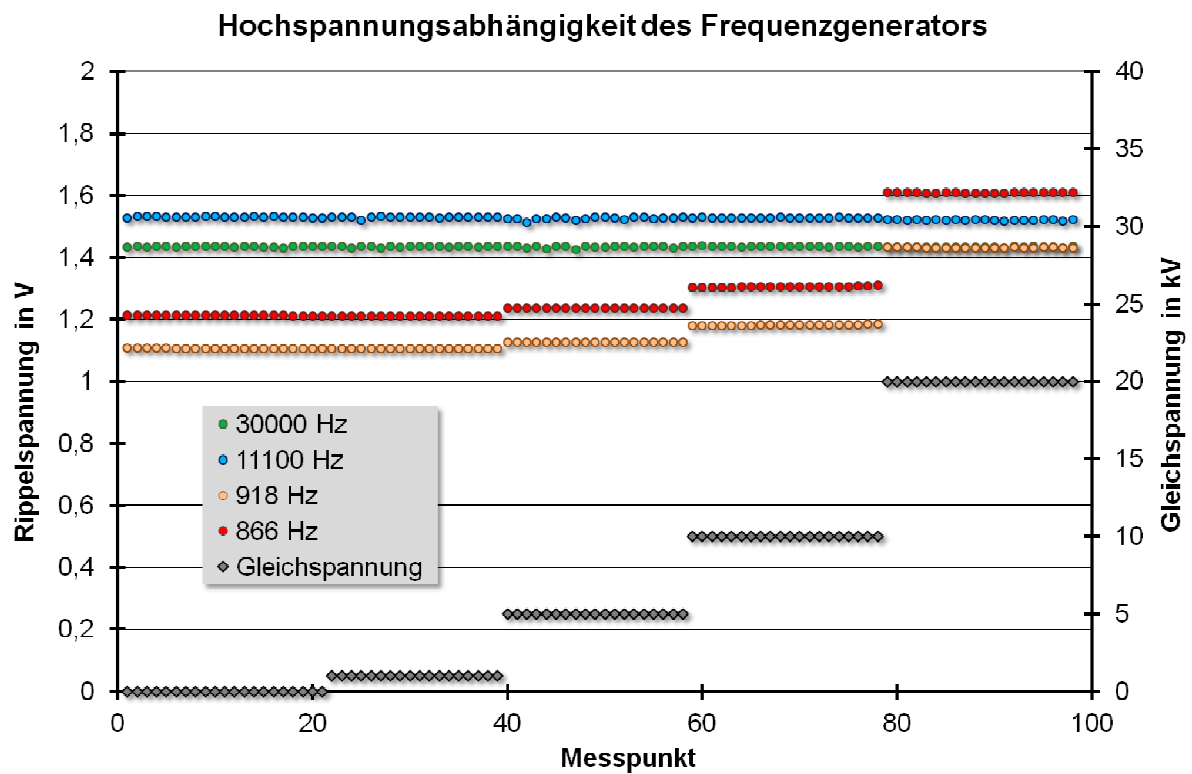


Abbildung 4.2: Hochspannungsabhängigkeit der Frequenzerzeugung vor dem Umbau

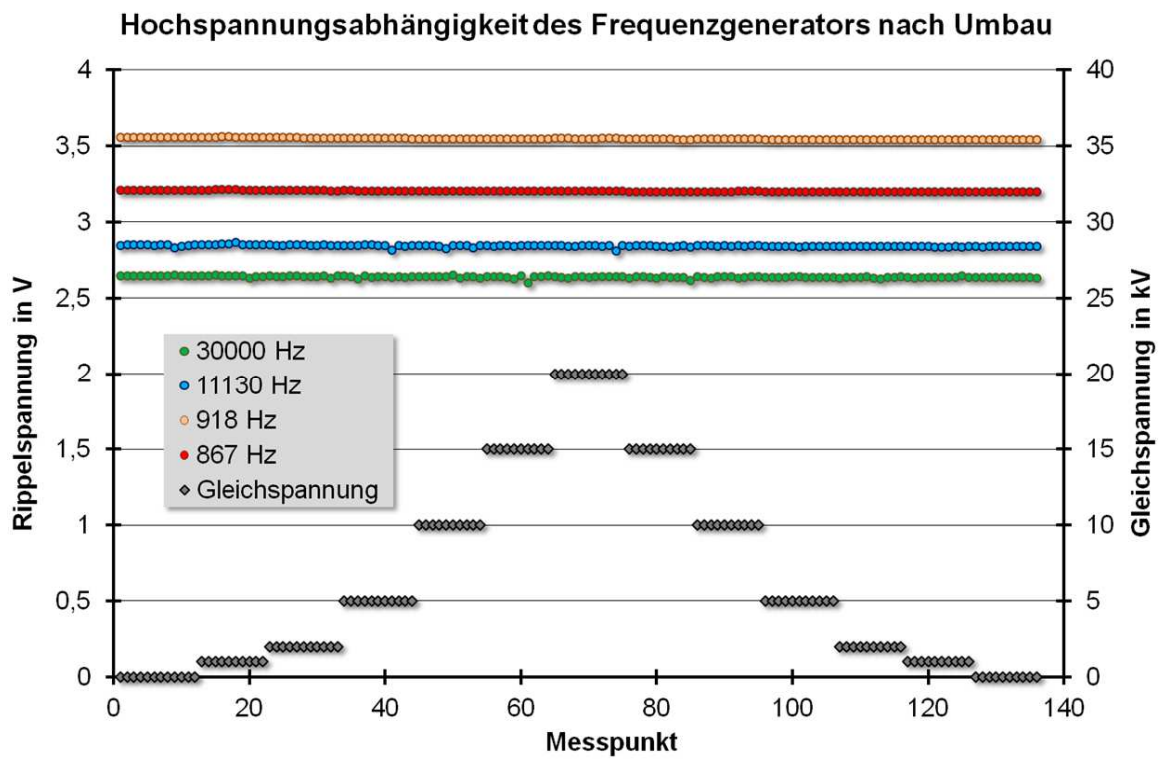


Abbildung 4.3: Hochspannungsabhängigkeit der Frequenzerzeugung nach Umbau

A5. Softwareoberfläche der Mess- und Auswertesoftware für Wechsel- spannungsüberlagerungen

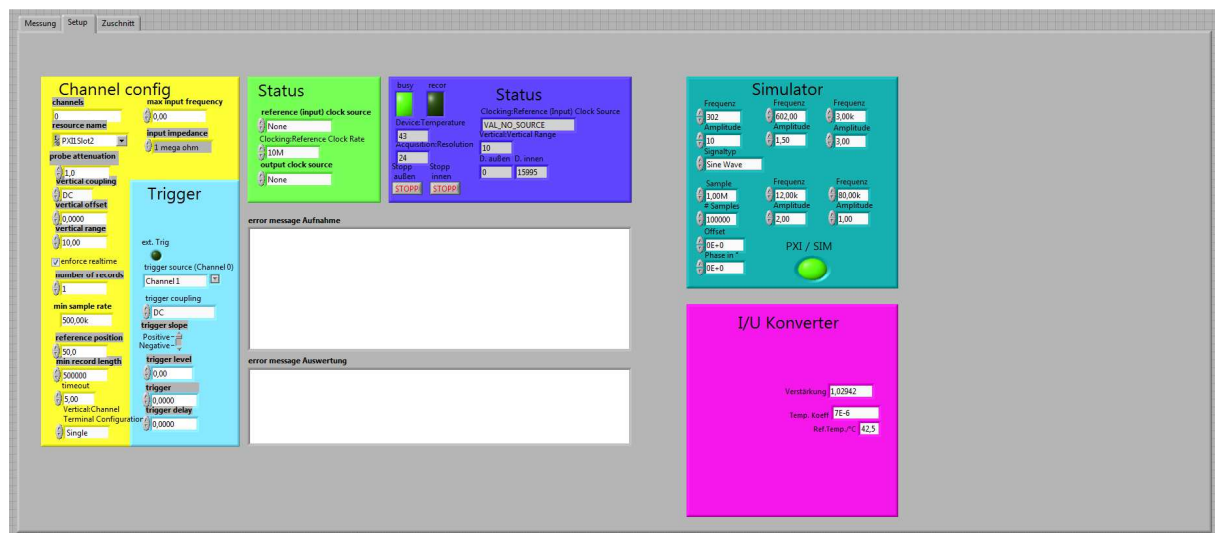


Abbildung A 5-1: Einstellungsoberfläche der Mess- und Auswertesoftware

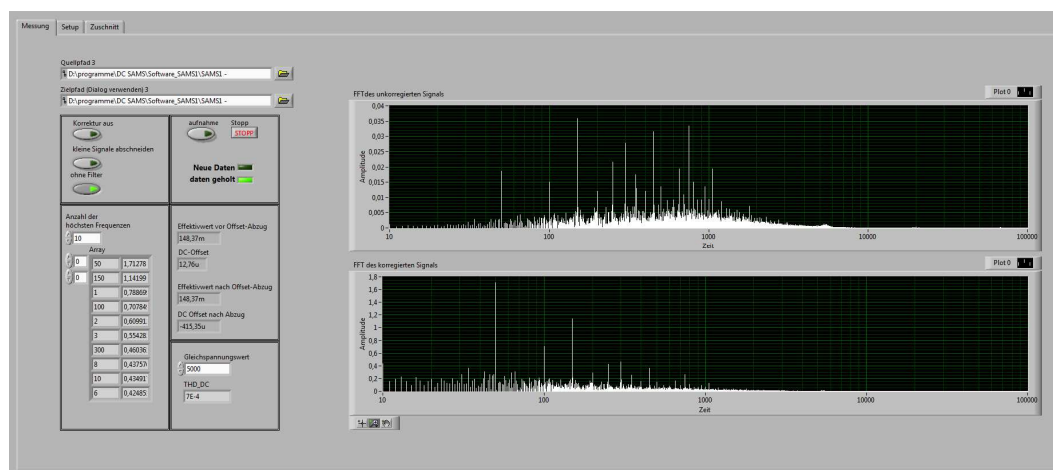


Abbildung A 5-2: Messung der Restwelligkeit einer Gleichspannungsquelle bei $U_{DC}=5$ kV

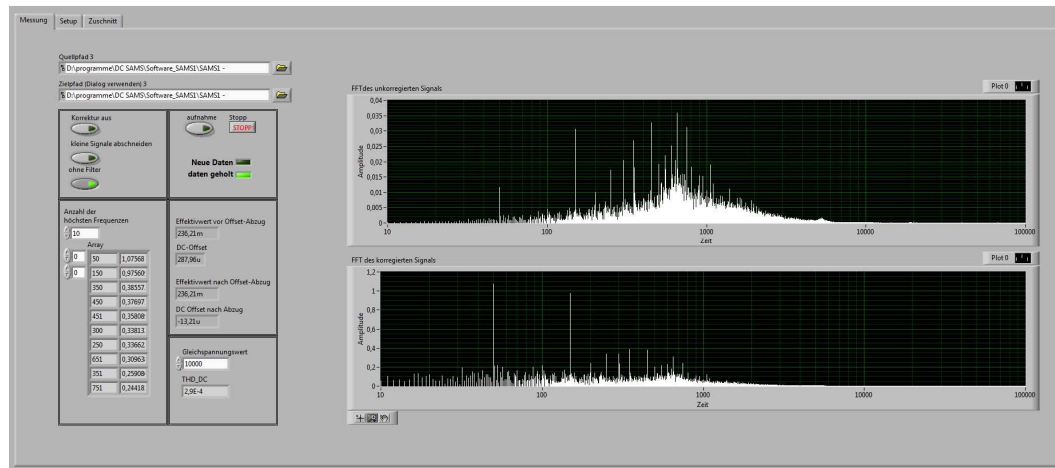


Abbildung A 5-3: Messung der Restwelligkeit einer Gleichspannungsquelle bei $U_{DC} = 10 \text{ kV}$

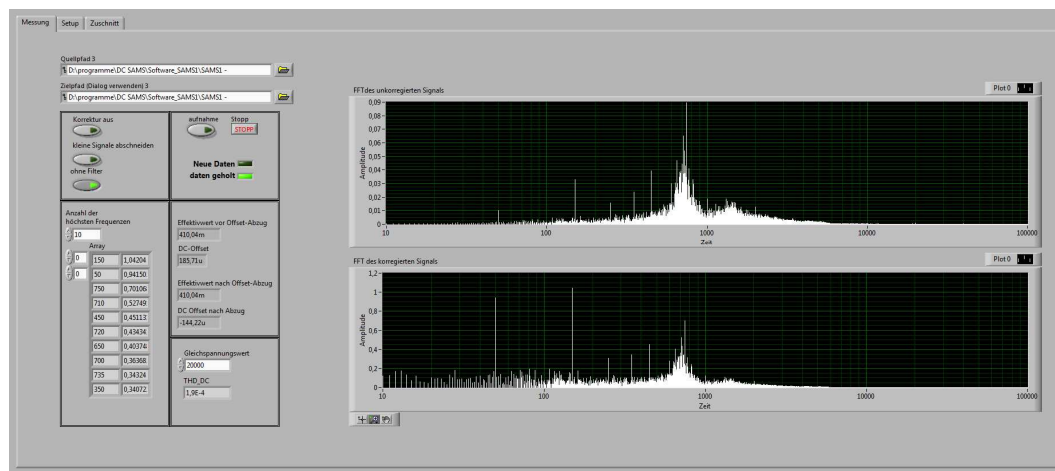


Abbildung A 5-4: Messung der Restwelligkeit einer Gleichspannungsquelle bei $U_{DC} = 20 \text{ kV}$

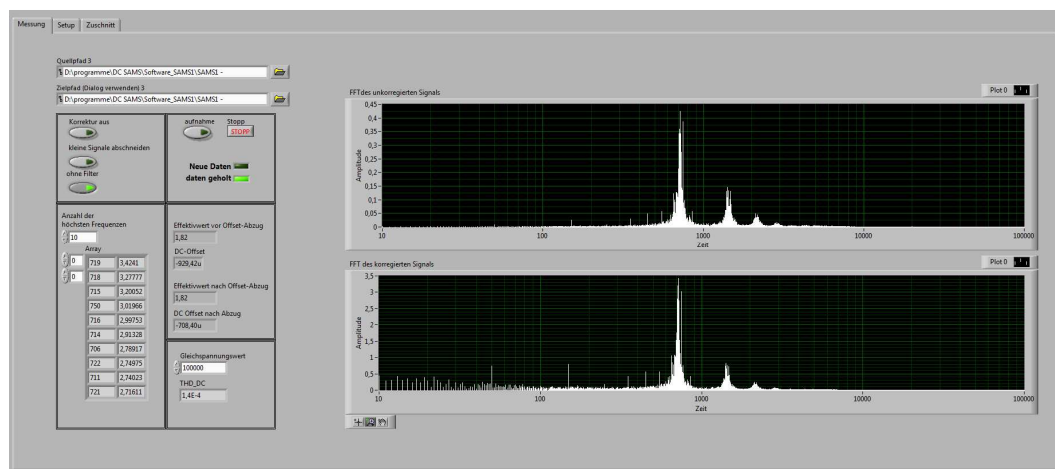


Abbildung A 5-5: Messung der Restwelligkeit einer Gleichspannungsquelle bei $U_{DC} = 100 \text{ kV}$

A6. Vergleichswerte der DC-Gleichleistungsmessung

$I_{\text{konst.}} = 0,9 \text{ A}$		
Spannung	Mittelwert von (Px/Pn)-1	Standardabw. von (Px/Pn)-1
110%	-0,006%	0,001%
100%	-0,010%	0,001%
50%	-0,003%	0,001%
4%	0,012%	0,014%
0,9%	-0,580%	0,062%
0,3%	-2,267%	0,123%
-0,3%	-3,559%	0,192%
-0,9%	-0,917%	0,064%
-4%	-0,125%	0,012%
-50%	-0,015%	0,002%
-100%	-0,014%	0,001%
-110%	-0,011%	0,001%

$I_{\text{konst.}} = -0,9 \text{ A}$		
Spannung	Mittelwert von (Px/Pn)-1	Standardabw. von (Px/Pn)-1
110%	0,000%	0,000%
100%	-0,009%	0,000%
50%	-0,005%	0,001%
4%	0,036%	0,012%
0,9%	-0,562%	0,064%
0,3%	-2,231%	0,182%
-0,3%	-3,331%	0,174%
-0,9%	-0,926%	0,065%
-4%	-0,115%	0,000%
-50%	-0,018%	0,001%
-100%	-0,015%	0,001%
-110%	-0,011%	0,001%

$I_{\text{konst.}} = 0,6 \text{ A}$		
Spannung	Mittelwert von (Px/Pn)-1	Standardabw. von (Px/Pn)-1
110%	0,026%	0,001%
100%	0,022%	0,001%
50%	0,031%	0,002%
4%	0,049%	0,025%
0,9%	-0,519%	0,082%
0,3%	-2,227%	0,001%
-0,3%	-3,337%	0,001%
-0,9%	-0,948%	0,059%
-4%	-0,080%	0,022%
-50%	0,014%	0,001%
-100%	0,018%	0,001%
-110%	0,021%	0,002%

$I_{\text{konst.}} = -0,6 \text{ A}$		
Spannung	Mittelwert von (Px/Pn)-1	Standardabw. von (Px/Pn)-1
110%	0,025%	0,001%
100%	0,027%	0,001%
50%	0,031%	0,002%
4%	0,049%	0,018%
0,9%	-0,551%	0,005%
0,3%	-2,217%	0,009%
-0,3%	-3,886%	0,001%
-0,9%	-1,092%	0,059%
-4%	-0,100%	0,000%
-50%	0,017%	0,001%
-100%	0,018%	0,001%
-110%	0,021%	0,001%

$U_{\text{konst.}} = 9 \text{ V}$		
Strom	Mittelwert von (Px/Pn)-1	Standardabw. von (Px/Pn)-1
110%	-0,002%	0,001%
100%	0,000%	0,001%
50%	0,032%	0,001%
4%	0,154%	0,026%
0,9%	0,294%	0,062%
0,3%	0,415%	0,344%
-0,3%	0,254%	0,156%
-0,9%	0,428%	0,084%
-4%	0,208%	0,015%
-50%	0,038%	0,001%
-100%	0,002%	0,001%
-110%	0,000%	0,001%

$U_{\text{konst.}} = -9 \text{ V}$		
Strom	Mittelwert von (Px/Pn)-1	Standardabw. von (Px/Pn)-1
110%	-0,006%	0,001%
100%	-0,008%	0,001%
50%	0,024%	0,002%
4%	0,155%	0,009%
0,9%	0,221%	0,068%
0,3%	0,315%	0,169%
-0,3%	1,006%	0,191%
-0,9%	0,420%	0,072%
-4%	0,179%	0,024%
-50%	0,029%	0,002%
-100%	-0,005%	0,001%
-110%	-0,007%	0,001%

	$U_{\text{konst.}} = 6\text{V}$	
Strom	Mittelwert von (Px/Pn)-1	Standardabw. von (Px/Pn)-1
110%	-0,003%	0,001%
100%	-0,003%	0,001%
50%	0,032%	0,001%
4%	0,122%	0,005%
0,9%	0,263%	0,090%
0,3%	0,652%	0,266%
-0,3%	0,990%	0,234%
-0,9%	0,340%	0,088%
-4%	0,240%	0,020%
-50%	0,034%	0,002%
-100%	0,001%	0,001%
-110%	-0,001%	0,001%

	$U_{\text{konst.}} = -6\text{V}$	
Strom	Mittelwert von (Px/Pn)-1	Standardabw. von (Px/Pn)-1
110%	-0,015%	0,001%
100%	-0,011%	0,001%
50%	0,016%	0,003%
4%	0,116%	0,002%
0,9%	0,222%	0,004%
0,3%	0,221%	0,272%
-0,3%	0,584%	0,367%
-0,9%	0,415%	0,056%
-4%	0,225%	0,021%
-50%	0,024%	0,002%
-100%	-0,012%	0,001%
-110%	-0,014%	0,001%

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Szenarium eines Offshore-HGÜ-Netzes [EWEA]	13
Abbildung 1.2: Szenario eines vermaschten internationalen HGÜ-Netzes.....	14
Abbildung 2.1: Kalibriereinrichtung für DC-Hochspannung an der PTB	18
Abbildung 2.2: Herkömmliche Erfassung der Energie zur Überwachung und Verrechnung	21
Abbildung 3.1: Übersicht über die notwendigen Messeinrichtungen	23
Abbildung 3.2: Messprinzip konventioneller und nicht-konventioneller Stromwandler [SEIF02]	26
Abbildung 3.3: Erzeugung eines AC-DC-Mischstromes mit Verstärker (oben) und mit Parallelerzeugung des DC- und AC-Anteils (unten).....	28
Abbildung 3.4: Aufbau eines Nullflusswandlers	30
Abbildung 3.5: Eigenschaften der DC-Kerne in einem Nullflusswandler [JECK04]	31
Abbildung 3.6: Topologien von Hochspannungsteilern [KÜCH05]	34
Abbildung 3.7: Überlagerung von zwei Spannungsquellen zur Erzeugung einer Mischspannung.....	36
Abbildung 3.8: Eingangsschaltung von Messgeräten mit AC-Coupling.....	37
Abbildung 3.9: Polaritätswechsel von Strom oder Spannung in einer HGÜ-Energieübertragung	39
Abbildung 3.10: Messbereiche für die Genauigkeitsanforderungen bei DC Zähler [MEI11]	41
Abbildung 3.11: Einsatz digitaler Gleichstromzähler in der HGÜ [MEI13_2]	42
Abbildung 3.12: Messpunkte bei einer bipolaren HGÜ Strecke	43
Abbildung 4.1: Schematische Darstellung des Gleichstrommessplatzes	45
Abbildung 4.2: Schematische Darstellung der Steuerung der Delta-Quellen	46
Abbildung 4.3: Referenz-Nullflusswandler STH-2000-U und STH-2000-I (oben).....	48
Abbildung 4.4: Präzisionswiderstände für den Einsatz in der Gleichstrommesseinrichtung	50
Abbildung 4.5: Aufbau der Sekundärelektronik der Messeinrichtung für hohe Gleichströme.....	52
Abbildung 4.6: Darstellung von Stromwandlern für die Berechnung C-C-Typ (oben) und C-V-Typ (unten)	54
Abbildung 4.7: Messabweichung und Unsicherheiten des STH-2000-U-125-1R vom 100 A- Primärnormal	63
Abbildung 4.8: Messabweichungen des STH-2000-U125-1R korrigiert mit Hilfe der linearen Funktion	64
Abbildung 4.9: Messbereiche der Referenzwandler STH-2000-U und STH-2000-I	65
Abbildung 4.10: STH-2000-U-125-1R Kalibrierung mittels des PTB-100-A-Normals.....	66
Abbildung 4.11: STH-2000-U-250-1R (mit 2 Windungen) Kalibrierung mittels des PTB-100-A-Normals	66
Abbildung 4.12: Step-Up-Verfahren für die Rückführung des DC-Hochstrommessplatzes.....	70
Abbildung 4.13: Zwei-Wege-Kalibrierung eines Messbereiches.....	71

Abbildung 4.14: Erzeugungskreis für Mischstrommessungen	79
Abbildung 4.15: Aufbau des Mischstrommessplatzes.....	80
Abbildung 4.16: Frequenzabhängiger Ausgangsstrom des Transkonduktanz-Leistungs-verstärkers bei konstanter Eingangsspannung.....	82
Abbildung 4.17: Kombinierte Gleich- und Wechselstrommessung	85
Abbildung 5.1: PTB-Kalibriereinrichtung für HVDC Erzeuger, Teiler oder Messeinrichtungen	86
Abbildung 5.2: Aufbau des Funktionsgenerators	89
Abbildung 5.3: Additionsschaltung für vier Spannungssignale	90
Abbildung 5.4: Stabilisierung der Versorgungsspannung und Überlagerung der Ripple.....	91
Abbildung 5.5: Fotografie des aufgebauten, potentialfreien Ripple-Generators.....	91
Abbildung 5.6: Grundaufbau der HV-Gleichspannungs- und Ripple-Messeinrichtung.....	92
Abbildung 5.7: Grundaufbau der Strom-Spannungs-Konvertierung	95
Abbildung 5.8: Strom-Spannungs-Konvertierung mit Tiefpassverhalten	96
Abbildung 5.9: Frequenzgang des i-u-Konverters mit Tiefpassverhalten	98
Abbildung 5.10: gemessener Frequenzgang der HV-Welligkeits-Messeinrichtung	100
Abbildung 5.11: Spannungsabhängigkeit des Hochspannungskondensators C_1	102
Abbildung 5.12: Mess- und Auswertungssoftware für das Ripple-Messsystem	103
Abbildung 5.13: DC-Restwelligkeit der positiven und negativen 300 kV HGÜ-Quellen.....	105
Abbildung 6.1: Aufbau für die Kalibrierung von DC-Leistungsmessgeräten oder DC-Zählern	108
Abbildung 6.2: Abweichungen des <i>Yokogawa WT 3000</i> bei konstanten Strömen	110
Abbildung 6.3: Abweichungen des <i>Yokogawa WT 3000</i> bei konstanten Spannungen	111
Abbildung 6.4: Aufbau des DC-Leistungsmessplatzes für veränderliche HGÜ-Signale	112
Abbildung 6.5: Softwareoberfläche zur Erzeugung der HGÜ-Signalverläufe	115
Abbildung 6.6: Zeitlicher Verlauf der Gleichspannung oder des Gleichstromes mit Ripple-Anteil und Flussrichtungswechsel.	126
Abbildung 6.7: Schematischer Aufbau des Prüfplatzes für digitale DC-Zähler.....	126
Abbildung 6.8: Oberfläche der Signalerzeugung für den „Value Stream Generator“	128
Abbildung 6.9: Aufbau der Kalibrierung von Gleichstromzählern mit digitalen Eingängen.....	130
Abbildung 4.1: Untersuchung des Systems auf Hochspannungsabhängigkeit.....	154
Abbildung 4.2: Hochspannungsabhängigkeit der Frequenzerzeugung vor dem Umbau	155
Abbildung 4.3: Hochspannungsabhängigkeit der Frequenzerzeugung nach Umbau.....	156